ANNO XLI - 1969 - Abb. Postale - Gruppo III

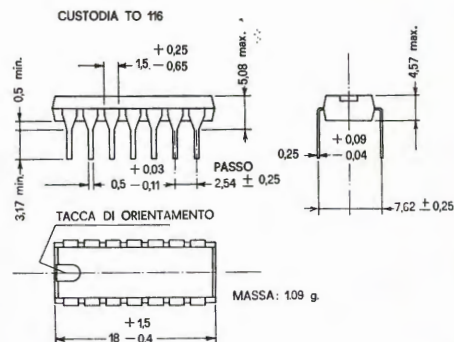
NUMERO 7

LIRE 500

l'antenna

RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Saldatura del cannone nell'interno del collo del cinescopio

La serie SFC 400 Sescosem è caratterizzata da un basso tempo di propagazione (13 nS medio), da un'alta immunità contro i disturbi parassiti e da un elevato " fan out ". Può essere fornita sia nella versione professionale (contenitore dual-in-line TO 116) che nella versione militare (flat-pack).

TIPI DISPONIBILI:

- SFC 400 - quadruplo operatore NAND a due ingressi
- SFC 410 - triplo operatore NAND a tre ingressi
- SFC 420 - doppio operatore NAND a quattro ingressi
- SFC 430 - operatore NAND a otto ingressi
- SFC 440 - doppio operatore di potenza NAND a quattro ingressi
- SFC 450 - doppio operatore espansibile OR esclusivo a due ingressi
- SFC 451 - doppio operatore OR esclusivo a due ingressi
- SFC 453 - operatore multiplo AND-NOR espansibile
- SFC 454 - operatore multiplo AND-NOR
- SFC 460 - doppio espansore a quattro ingressi
- SFC 472 - flip-flop JK master-slave
- SFC 473 - doppio flip-flop JK master-slave
- SFC 474 - doppio flip-flop D
- SFC 490 - contatore decimale

La tecnica TTL nei circuiti integrati logici della serie SFC 400

MISTRAL S.p.A.
Produzione SESCOSEM

DIREZIONE COMMERCIALE - VIA M. GIOIA 72 - MILANO - TEL. 6884103

dott. ing. Alessandro Banfi

Una prestigiosa iniziativa

Più di un anno fa, avevamo accennato, in questa stessa rubrica, alla iniziativa presa dalla RAI della creazione di un Museo nazionale della Radio, a somiglianza di quanto già è stato fatto in altre nazioni da parte di Enti consimili.

Avevamo anche aggiunto che questo Museo si sarebbe differenziato dall'aspetto conformistico dei classici musei «statici», coi vari «cimeli» e «pezzi storici» esposti in vetrine e bacheche, con relative targhe illustrative, lette soltanto da pochi visitatori interessati.

Con queste lodevoli, se pur generiche premesse, un gruppo di appassionati esperti, che avevano realmente «vissuto» la storia della radio ed in particolare la storia della radiofonia italiana, si è messa alacremente all'opera raccogliendo ed ordinando nell'arco di tempo di un paio d'anni una ingente, interessante e preziosissima mole di materiali vari, che vanno dai cimeli e pezzi tecnici, alle documentazioni grafiche e fotografiche dell'evoluzione organizzativa, programmatica ed artistica della radio in Italia.

Va infatti ricordato che se la radio e la TV hanno oggi raggiunto un cospicuo grado di popolarità e diffusione, quando essa nacque nel 1924, pochi se ne interessarono a fondo cosicché la prestigiosa ed avvincente storia del suo sviluppo attraverso quasi un cinquantennio, è per il gran pubblico ignorata.

Ma indipendentemente da questa nobile funzione informativa delle vicende del nostro Ente radiofonico, il Museo della RAI, vuole essere una preziosa fonte culturale ed istruttiva sulle origini e l'evoluzione della Radio.

In una sapiente ed attraente presentazione, che si staccherà decisamente dalla vieta e stucchevole prassi musicale, si rivivrà l'atmosfera dei precursori fra i quali Maxwell, Hertz, Righi, Marconi, con le loro classiche esperienze in «vivo» integrato da un opportuno commento sonoro.

L'epopea della radiotelegrafia imperniata su Guglielmo Marconi sarà poi oggetto di una prestigiosa esposizione narrativa attraverso la quale verranno rivissute le tappe più salienti della sua evoluzione, verso la radiotelefonia. L'evoluzione tecnica della radiofonia che in Italia inizia nel 1924, verrà illustrata attraverso una interessante e forse unica raccolta di radioricevitori ripartiti ed ambientati in successive epoche sociali.

Anche alla televisione verrà riservata una cospicua sezione per la sua ricostruzione storica e cronologica, dalla prima telecamera del Perosino (una importante rivendicazione Italiana) ai ricevitori a disco del Baird ed a specchi, con una definizione di trenta righe, tutti in piena suggestiva funzione.

E per mantenere il suo profilo educativo-istruttivo il Museo della RAI non si limiterà a ricordare e illustrare il passato, ma intratterrà il visitatore sul presente e sulle immediate prospettive future, quale ad esempio la TV a colori.

Tutto questo prestigioso panorama di una iniziativa tanto utile ed attesa, ci è stato rivelato attraverso una recente visita privata ad una raccolta già selezionata del numeroso ed interessantissimo materiale ordinato provvisoriamente in alcuni vasti locali della RAI a Torino, in attesa della realizzazione definitiva di una sede degna ed accogliente.

A.

Venutti - Verderio*

Sintonizzatore per ricevitori FM

Viene descritto un circuito che, in unione con un amplificatore di bassa frequenza, forma un ricevitore MF.
L'apparecchio utilizza 5 transistori, 2 diodi stabilizzatori, 2 diodi per il rivelatore a rapporto, 1 diodo varicap per il controllo automatico di frequenza.
Il metodo di polarizzazione usato rende le prestazioni poco dipendenti dalla tensione di alimentazione il cui valore nominale è di 6 V.
L'amplificatore di frequenza intermedia accetta transistori con dispersione dei parametri molto ampia.

1. - INTRODUZIONE

Quando si ha un impianto di bassa frequenza quale un amplificatore o un registratore, è utile disporre di un sintonizzatore, che permetta di ricevere le trasmissioni radio.
Il presente rapporto descrive un sintonizzatore progettato per ricevere le trasmissioni a modulazione di frequenza.

2. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il circuito è costituito da uno stadio a radio frequenza, un oscillatore-miscelatore, tre stadi di frequenza intermedia e dal rivelatore a rapporto. È dotato di controllo automatico di frequenza ed opera nella gamma 88 ÷ 108 MHz.
La fig. 1 ne dà lo schema elettrico.
Il circuito d'ingresso è accordato serie, a banda molto larga ed ha la funzione di compensare la capacità d'ingresso del transistore. In questo modo aumenta il guadagno alle frequenze utili e rende minimo il rumore del primo stadio.
Il primo transistore è connesso ad emettitore comune, perchè è un BF222 che ha, sui 100 MHz, un guadagno di corrente (h_{fe}) tanto grande da non rendere necessaria la connessione a base comune.
L'emettitore comune offre il vantaggio di ottimizzare naturalmente le prestazioni di rumore. Infatti il rumore minimo si ha con generatore induttivo, quale si presenta accordando l'ingresso capacitivo, di un transistore con l'emettitore comune.
Un transistore con base comune, che ha l'ingresso induttivo, si accorda invece con un generatore capacitivo, che peggiora il rumore.
Carico del primo transistore è un circuito accordato a frequenza variabile. La sua selettività è tale da fornire sufficiente attenuazione alla frequenza immagine e, in generale, alle altre frequenze indesiderate.
Il convertitore è il secondo stadio, accoppiato al precedente mediante una piccola capacità, che determina l'adattamento d'impedenza. Esso è un transistore che ha la base comune sia come oscillatore, sia come amplificatore a frequenza intermedia.
In collettore, opportunamente collegati, si trovano il circuito accordato alla frequenza d'oscillatore e quello di frequenza intermedia.
Un ramo del circuito accordato di oscillatore è costituito da un condensatore in serie ad un diodo varicap FV 1501, comandato da una tensione proveniente dal rivelatore.
Quando il ricevitore, per un motivo qualsiasi, tende ad uscire dalla sintonia, il rivelatore agisce sul varicap in modo da portare la frequenza d'oscillatore verso il valore giusto.
Dal circuito accordato d'oscillatore si porta la reazione all'emettitore mediante una piccola capacità. La capacità tra emettitore e massa determina la fase più opportuna per la reazione. Tra emettitore e massa vi è pure un circuito serie, accordato alla frequenza intermedia. La sua funzione è quella di aumentare il guadagno di conversione e la stabilità dell'amplificatore di frequenza intermedia.
Questo è costituito da tre transistori BF 175 e dai relativi trasformatori di accoppiamento. I trasformatori, che sono uguali tra loro, forniscono, oltre all'adattamento d'impedenza, la banda passante dell'amplificatore.
L'ultimo transistore di frequenza intermedia ha come carico il primario del rivelatore a rapporto che è convenzionale, del tipo bilanciato.
Il rivelatore fornisce la tensione di bassa frequenza all'uscita e la tensione di comando del controllo automatico di frequenza.

(*) Dei Laboratori Applicazioni Sud Europa della S.G.S. S.p.A.

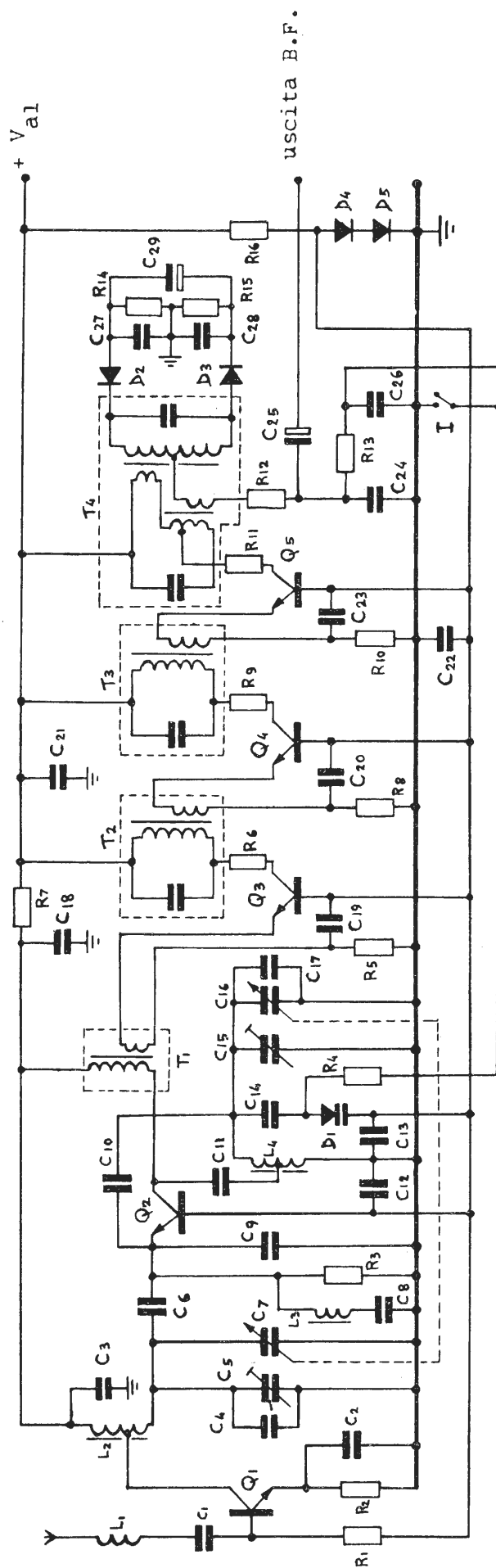



Fig. 1 - Schema elettrico del sintonizzatore MF.

R_1=470 Ω
R_2=270 Ω
R_3=390 Ω
R_4=330 Ω
R_5=270 Ω
R_6=1 kΩ
R_7=100 Ω
R_8=270 Ω
R_9=470 Ω
R_{10}=220 Ω
R_{11}=330 Ω
R_{12}=100 Ω
R_{13}=120 kΩ
R_{14}= 10 kΩ
R_{15}= 10 kΩ
R_{16}= 2,2 kΩ
C_1 = 15 pF
C_2 = 1 nF
C_3 = 1 nF
C_4 = 12 pF
C_5 =0 ÷ 3 pF
C_6 = 3,9 pF
C_8 = 560 pF
C_9 = 47 pF
C_{10}= 2,7 pF
C_{11}= 56 pF
C_{12}= 20 nF
C_{13}= 20 nF
C_{14}= 10 pF
C_{15}=0 ÷ 3 pF
C_{17}= 12 pF
C_{18}= 47 nF
C_{19}= 20 nF
C_{20}= 20 nF
C_{21}= 0,1 μF
C_{22}= 0,1 μF
C_{23}= 20 nF
C_{24}= 10 nF
C_{25}= 5 μF
C_{26}= 1 μF
C_{27}= 500 pF
C_{28}= 500 pF
C_{29}= 5 μF
Q_1=BF 222
Q_2=BF 222
Q_3=BF 175
Q_4=BF 175
Q_5=BF 175
D_1=FV 1501
D_2=AA 119
D_3=AA 119
D_4=BA 164
D_5=BA 164
C_7 e C_{16} condensatore variabile a due sezioni uguali
C_{min}=5 pF C_{max}=17 pF
I=Interruttore dell'AFC

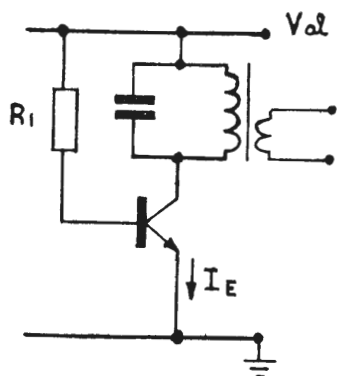



Fig. 2 - Polarizzazione di corrente. La corrente di emettitore dipende moltissimo dal guadagno di corrente (è proporzionale ad esso).

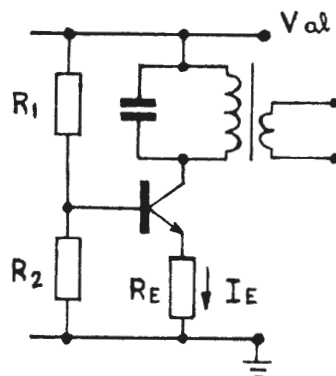



Fig. 3 - Polarizzazione di tensione. La corrente di emettitore varia molto più della tensione di alimentazione se la resistenza di emettitore non è molto grande.

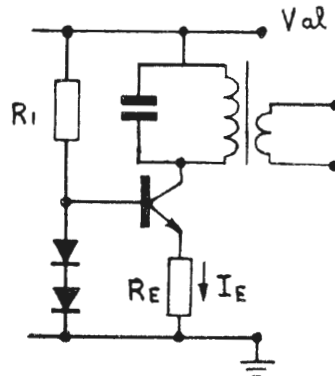



Fig. 4 - Polarizzazione stabilizzata. La corrente di emettitore varia meno della tensione di alimentazione.

3. - POLARIZZAZIONE DEI TRANSISTORI

Degno di nota è il tipo di polarizzazione usato.

Occorre considerare che, per ottenere dal circuito prestazioni uniformi, occorre evitare variazioni nei parametri dei transistori e quindi nei valori delle correnti di polarizzazione.

La polarizzazione realizzata con una sola resistenza al circuito di base (po-

Vu (dB)
+ 10
0
- 10
- 20
- 30
- 40
- 50
- 60
Sensibilita' e rumore del
Sintonizzatore MF @ Val = 6V fs = 98 MHz
Vu = f(Vin) Δf = 22,5 kHz
fm = 400 Hz
20 dB = S/N
0 dB = 100 mV
Vrumore = f(Vin) Δf = 0
Vin (μV)
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 2 3 4 5 6 7 8 9 10² 2 3 4 5 6 7 8 9 10³ 2 3 4 5 6 7 8 9 10⁴ 2 3 4 5 6 7 8 9 10⁵

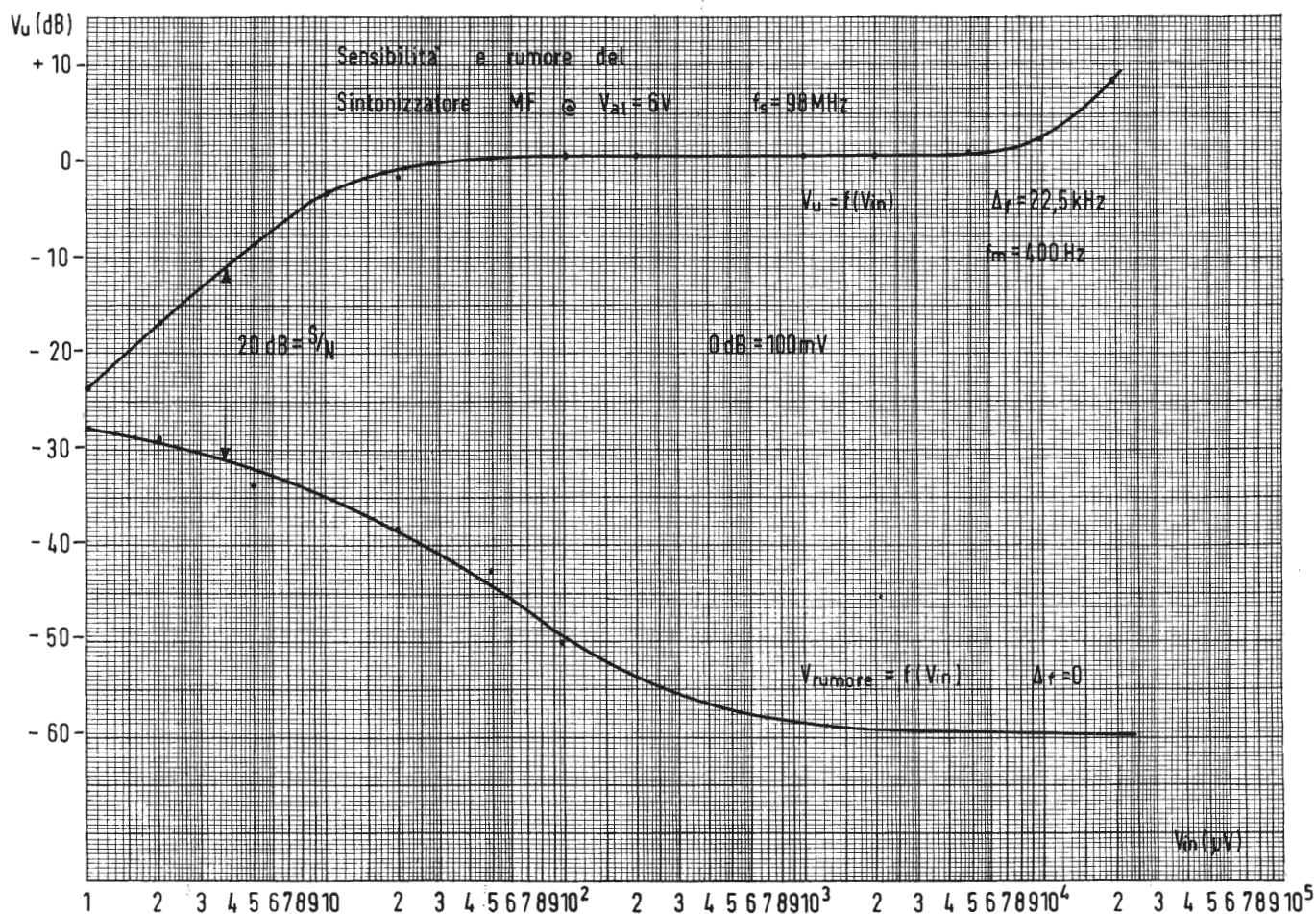



Fig. 5

larizzazione di corrente: fig. 2) permette di avere variazioni della corrente di emettitore (I_E) non molto maggiori, percentualmente, di quelle della tensione di alimentazione (V_{al}), ma rende I_E proporzionale al guadagno di corrente (h_{fe}) del transistore. Esige perciò una *scelta* molto accurata di h_{fe}.

D'altra parte la polarizzazione della base mediante un partitore (polarizzazione di tensione: fig. 3) pur rendendo I_E relativamente indipendente da h_{fe}, determina variazioni della corrente di emettitore percentualmente molto maggiori di quelle della tensione di alimentazione. Queste variazioni di I_E si potrebbero limitare usando in serie all'emettitore una resistenza (R_E) di valore molto alto tale da determinare una caduta di tensione V_E molto maggiore della V_{BE} caratteristica del transistore ($V_{BE} \simeq 0,7$ V).

Questo metodo non è normalmente accettabile con l'alimentazione a pile, in quanto non si ha a disposizione *una* tensione totale sufficientemente grande. Il sistema migliore per limitare le variazioni di I_E è quello di ricorrere, per la polarizzazione, ad una alimentazione stabilizzata (fig. 4). In un partitore costituito da una resistenza e da diodi, la corrente è pressochè proporzionale alla tensione di alimentazione, ma la tensione sul diodo varia molto meno, grazie alla caratteristica esponenziale delle giunzioni a semiconduttore. Polarizzando la base del transistore con questa tensione si hanno variazioni di I_E molto ridotte, anche se la resistenza di emettitore non è molto grande.

Nel circuito descritto qui, si è realizzata una polarizzazione di questo tipo, ma unica per tutti i transistori. Un partitore, formato da una resistenza e da due diodi BA 164 in serie, fornisce una tensione di circa 1,25 V, che viene applicata a tutte le basi. La corrente dei singoli transistori viene determinata mediante la resistenza di emettitore. Si ottiene così una polarizzazione stabile e poco costosa.

4. - CONNESSIONE A BASE COMUNE

Nella connessione ad emettitore comu-

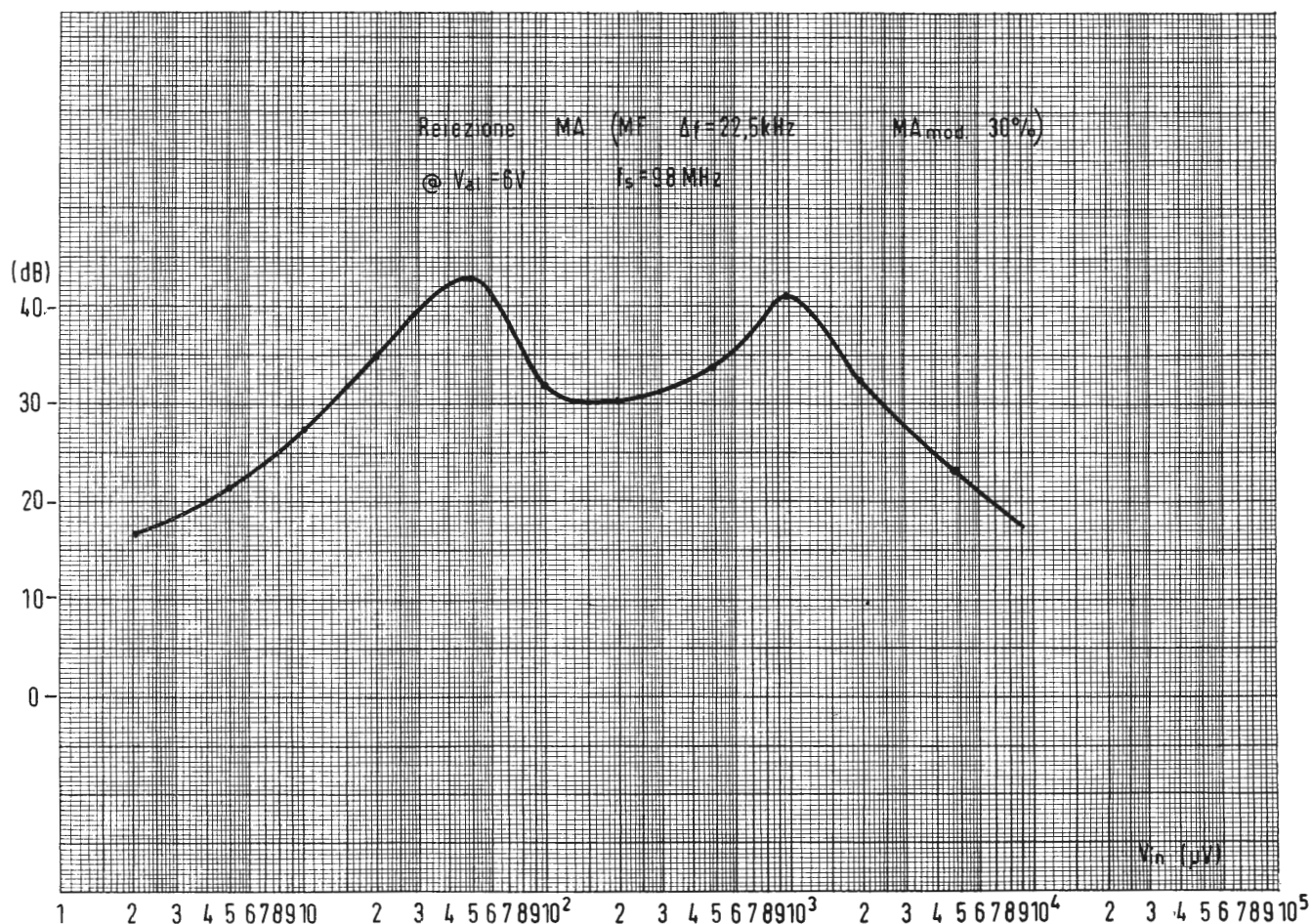



Fig. 6

ne l'h_{fe} influenza le prestazioni dell'amplificatore, oltre che attraverso I_E, anche mediante l'impedenza d'ingresso dei transistori. Ciò non avviene nella connessione a base comune, con la quale l'impedenza d'ingresso dipende, in pratica, solo dalla corrente di emettitore. Il guadagno che i transistori forniscono nella connessione base comune è minore di quello che si ha con l'emettitore comune, ma non di molto. Infatti esso risulta, negli amplificatori a banda stretta, limitata dalla stabilità.
Perciò nella frequenza intermedia di questo sintonizzatore si usa la connessione a base comune e si sfrutta la costanza dell'impedenza d'ingresso per caricare opportunamente i trasformatori.
È possibile, così, usare transistori con dispersione dei parametri notevolmente larga.

5. - CARATTERISTICHE E PRESTAZIONI

a) Gamma ricoperta 87,5÷108,5 MHz. Corrente assorbita a V_{al}=6 V, 12 mA.
b) Misure eseguite alla tensione d'alimentazione nominale (6 V) e con modulazione del segnale al 30% (Δf=22,5 kHz) a 400 Hz

Sensibilità	
a V_u=30 mV	V_{in} < 5 μV
a $S/_N$=20 dB	V_{in} < 5 μV
alla soglia di limitazione	V_{in} < 20 μV
Tensione d'uscita alla limitazione	V_u > 100 mV
Reiezione della modulazione d'ampiezza a V_{in}=20 μV÷2 mV	> 28 dB
Reiezione della frequenza intermedia a 88 MHz	> 35 dB
Reiezione della frequenza immagine a 108 MHz	> 26 dB
Reiezione delle frequenze spurie a V_{in}=5 μV,	> 60 dB

Le figg. 5 e 6 riportano la tensione di uscita utile, il rumore e la reiezione MA in funzione della tensione d'ingresso.
c) Misure eseguite con V_{al}=0,75 V_{nom} =4,5 V, e f=±22,5 kHz, a 400 Hz

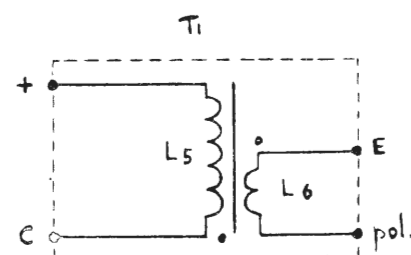
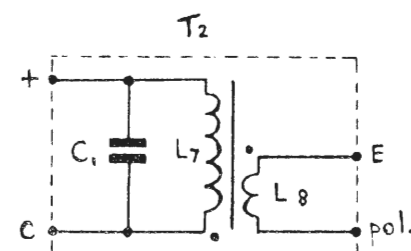
Sensibilità	
a V_u=30 mV	V_{in} < 10 μV
a $S/_N$=20 dB	V_{in} < 5 μV
alla soglia di limitazione	V_{in} < 25 μV
Tensione di uscita alla limitazione	V_u > 80 mV

La fig. 7 riporta le curve della tensione di uscita utile e di rumore, in funzione della tensione d'ingresso, con l'alimentazione di 4,5 V.

6. - CONCLUSIONE

È stato realizzato, mediante alcuni accorgimenti circuitali, un apparecchio economico di buone prestazioni.
Vengono usati cinque transistori, due diodi rivelatori, due diodi per la polarizzazione stabilizzata ed un diodo varicap per il controllo automatico di frequenza.
Con la deviazione di 22,5 kHz a 400 Hz si ottengono, alla limitazione, 100 mV di bassa frequenza su 10 kΩ. A 5 μV d'ingresso, con la stessa deviazione, si ha un'uscita di 30 mV con più di 20 dB di rapporto segnale/rumore.
La polarizzazione stabilizzata permette di risparmiare alcune resistenze ed i relativi condensatori di disaccoppiamento e, grazie alla connessione base comune, l'amplificatore di frequenza intermedia accetta transistori con dispersione dei parametri notevolmente larga.

7. - CARATTERISTICHE DEI COMPONENTI

L_1=11 spire rame smaltato ∅ 0,6 mm avvolte in aria
L_2=4 spire rame stagnato ∅ 1 mm avvolte su supporto ∅ 5 mm con presa a 0,5 spire dal lato freddo e nucleo G_w 4 x 0,5 x 10 F 100 Neosid
L_3=9 spire rame smaltato ∅ 0,6 mm avvolte su nucleo ferrite ∅ 1,2 mm
L_4=3 spire rame stagnato ∅ 1 mm avvolte su supporto ∅ 5 mm con presa a 1 spira dal lato freddo e nucleo G_w 4 x 0,5 x 10 F 100 Neosid
La fig. 8 è il disegno del circuito stampato, mentre la fig. 9 riporta la disposizione dei componenti.

L_5=12 spire ∅ 0,1 mm
Q_0=110 L=4 μH
L_6=1 spira ∅ 0,2 mm

L_7=12 spire ∅ 0,1 mm
Q_0=110 L=4 μH
L_8=1 spira ∅ 0,2 mm
C_1=56 pF

Vu (dB)

Sensibilità e rumore del

Sintonizzatore MF @ Vat = 4,5V   fs = 98 MHz

$V_u = f(V_{in})$ $\Delta_f = 22{,}5$ kHz

$f_m = 400$ Hz

20 dB = S/N

0 dB = 100 mV

$V_{rumore} = f(V_{in})$ $\Delta_f = 0$

+10, 0, -10, -20, -30, -40, -50, -60

Vin (μV)

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 2 3 4 5 6 7 8 9 10^2 2 3 4 5 6 7 8 9 10^3 2 3 4 5 6 7 8 9 10^4 2 3 4 5 6 7 8 9 10^5

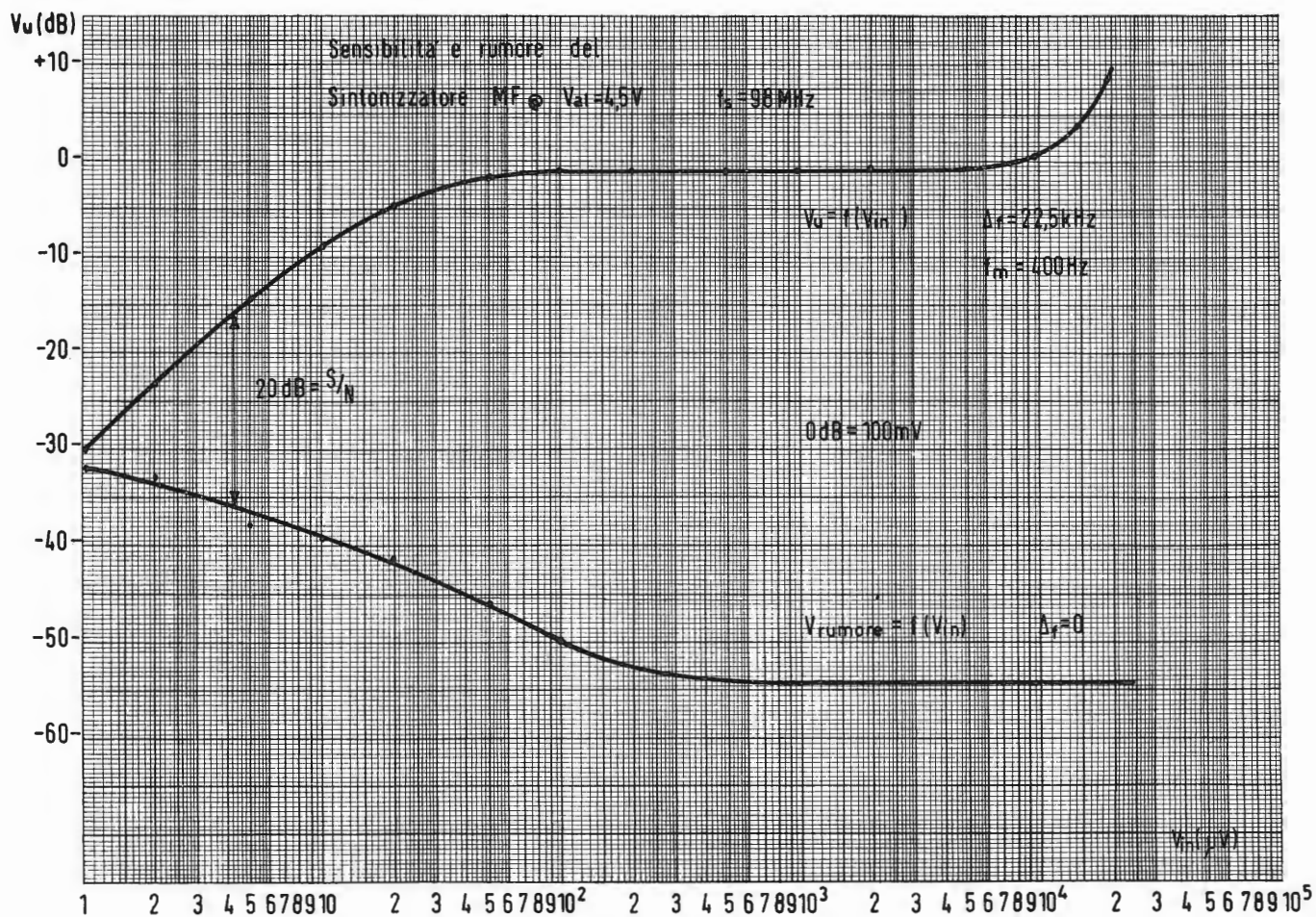



Fig. 7

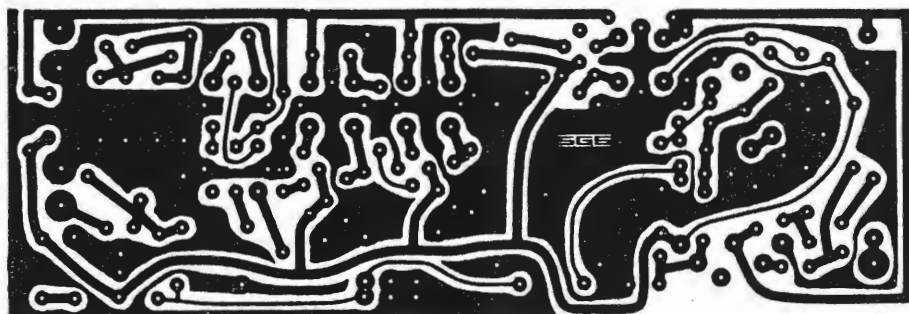



Fig. 8 - Circuito stampato del sintonizzatore MF.

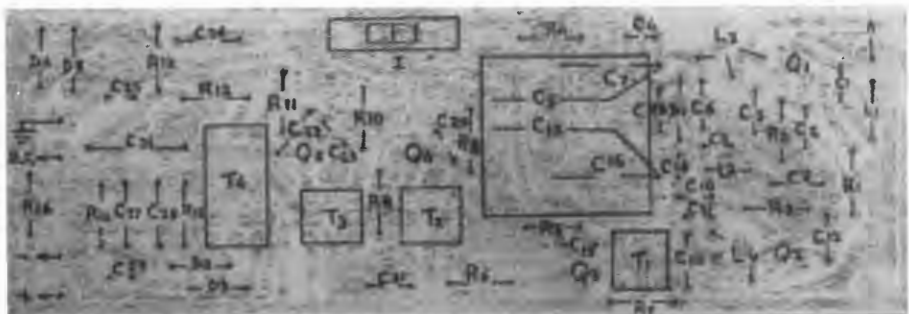
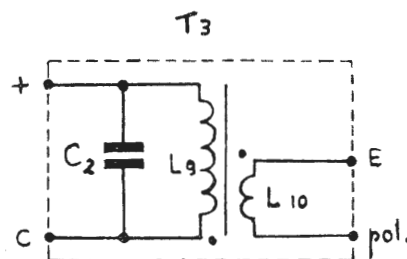
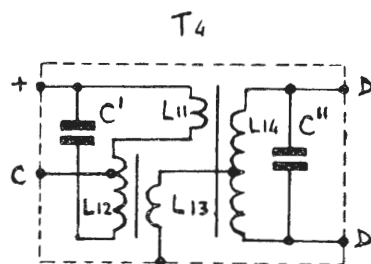



Fig. 9 - Disposizione dei componenti del sintonizzatore.

L_9=12 spire Ø 0,1 mm
Q_0=110 L=4 μH
L_{10}=1 spira Ø 0,2 mm
C_2=56 pF

L_{11}=1 spira Ø 0,2 mm
L_{12}=20,5 spire Ø 0,1 mm presa a 3,5 dal lato freddo
Q_0=75 L=12 μH
L_{13}=5,5 spire Ø 0,1
L_{14}=6+6 spire Ø 0,1
Q_0=100 L=4 μH
C' =20 pF
C''=60 pF

8. - APPENDICE

Nell'amplificatore di frequenza intermedia usato in questo sintonizzatore i parametri dei transistori non risultano molto critici.

Perciò esso funziona regolarmente anche usando transistori di tipo diverso dal BF 175.

Sono stati provati, con risultati soddisfacenti, i transistori BF 162, BF 163, BF 164, BF 191, BF 192, BF 193, quelli della linea 1211 (BF 152, BF 153, BF 158, BF 159, BF 160) ed anche quelli della linea 1312 (BSX 28, BSX 89, BSX 90, BSX 91, BSX 92, BSX 93). *A*

Una nuova tecnologia (MTNS) rende compatibile la LSI con i circuiti integrati bipolari

Una nuova tecnologia, annunciata dalla General Instrument Europe, consente l'impiego in termini economici di circuiti ad elevata intensità d'integrazione in tutte le applicazioni elettroniche.

Un ulteriore passo avanti nel campo dell'integrazione su larga scala (LSI) dei circuiti elettronici è stato compiuto dalla General Instrument Europe con l'annuncio di una nuova tecnologia, denominata *MTNS* (Metal-Thick oxide-Nitride-Silicon) che aprirà definitivamente la strada all'impiego della LSI in tutte le apparecchiature elettroniche.

La *MTNS* rappresenta il più recente sviluppo tecnico realizzato nel campo dei circuiti MOS verso l'obiettivo di un costante aumento della loro affidabilità ed economicità.

La base di quest'ultimo progresso tecnologico è costituita dall'impiego del nitruro di silicio per mezzo del quale è ottenibile una bassa tensione di soglia (circa 2 Volt) che consente ai circuiti LSI della General Instrument Europe una compatibilità diretta con le già esistenti tecnologie TTL, DTL e RTL.

La possibilità per i nuovi dispositivi di pilotare o di essere pilotati da circuiti integrati bipolari, presenta evidenti vantaggi. L'eliminazione dei circuiti di interfaccia aumenta infatti l'efficienza e l'affidabilità dei sistemi, riducendone nello stesso tempo il costo.

Da questa premessa, derivano inoltre diverse altre vantaggiose possibilità. Prima tra queste, una riduzione del numero di tensioni di alimentazione richieste dal sistema. L'alimentatore già predisposto per i dispositivi bipolari può infatti essere usato anche per i circuiti *MTNS*. L'unico alimentatore necessario è cioè quello da —12 Volt, normalmente disponibile in qualsiasi sistema, mentre viene eliminato del tutto l'alimentatore da —27 Volt.

Il nitruro di silicio utilizzato nella struttura del « gate » del dispositivo possiede infatti un'alta costante dielettrica, che rende possibile la realizzazione di sistemi a bassa tensione. Quest'alta costante dielettrica si manifesta inoltre in un parametro elettrico, denominato K', che rappresenta il fattore di guadagno del sistema, il quale subisce un incremento del 50 %.

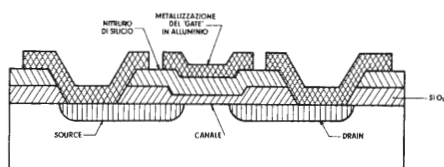
L'incremento del parametro K' consente d'altra parte di realizzare circuiti, che presentano una maggiore velocità operativa e resistenze « ON » molto basse.
Un'altra proprietà del nitruro di silicio è costituita dalle sue eccellenti caratteristiche di passivazione che lo rendono impermeabile alla penetrazione degli ioni di sodio sino a temperatura di 200 °C.
Quest'ultima caratteristica è economicamente molto vantaggiosa poichè permette l'incapsulamento dei dispositivi M*T*N*S* in contenitori di plastica e aumenta notevolmente il grado di affidamento dei dispositivi incapsulati in contenitori ermetici.
La struttura del « gate » è realizzata mediante un sandwich di ossido di silicio e di nitruro di silicio. I due elementi sono incorporati nella struttura del dispositivo con due diversi processi, che tendono a compensarsi fra loro, in modo da escludere ogni irregolarità che possa essere causa di cortocircuiti sulla superficie del « gate ».
Il nuovo procedimento tecnologico, eliminando questo inconveniente, aumenta la resa del processo di fabbricazione dei dispositivi, con una conseguente riduzione dei costi di produzione.

AUMENTO DELLA GAMMA DI TEMPERATURA E RIDUZIONE DELLA POTENZA DISSIPATIVA

L'impiego del nitruro di silicio nella produzione dei circuiti integrati, oltre ai vantaggi già elencati, consente ai dispositivi M*T*N*S* anche altre prestazioni non ottenibili con l'impiego della semplice tecnologia MOS.
I dispositivi M*T*N*S* sono infatti in grado di adoperare a temperature molto alte, ovvero sino a 125 °C. L'aumento della gamma di temperature è consentito soprattutto dalle caratteristiche passivanti del nitruro di silicio, le quali riducono il pericolo di contaminazioni alle temperature più alte, mentre la bassa tensione di operazione riduce la potenza dissipata. Ne consegue che il minor riscaldamento interno del sistema rende quasi inesistente la differenza tra la temperatura di giunzione e la temperatura ambiente.
Un altro dei più importanti risultati ottenuti con il processo al nitruro consiste nella diminuzione della potenza dissipata. La riduzione della tensione V_{dd} da 12 Volt a 6 Volt, consente infatti, a parità di frequenza, di ridurre ad un quarto la potenza.
La frequenza operativa del dispositivo, qualora venga usato per pilotare circuiti TTL, è inoltre automaticamente incrementata. Ciò è possibile in quanto i dispositivi MOS, che sono potenzialmente più veloci, hanno la frequenza limitata dallo stadio di uscita: riducendo la tensione massima di uscita a meno di 4 Volt per pilotare i circuiti TTL, il limite di frequenza cresce.

Sezione di un circuito integrato, realizzato con la nuova tecnologia M*T*N*S* recentemente annunciata dalla General Instrument Europe.
La nuova tecnologia che si basa su un processo al nitruro di silicio ha reso i circuiti LSI direttamente compatibili con i microcircuiti bipolari.

NUOVE PROSPETTIVE APERTE DALLA M*T*N*S*

Migliaia di dispositivi prodotti secondo la nuova tecnologia M*T*N*S* sono già stati realizzati dalla General Instrument e sperimentati con successo in applicazioni militari e spaziali.
La loro disponibilità sul mercato industriale, che avrà luogo fra pochi mesi è destinata a dissipare ogni dubbio ancora esistente sulla possibilità di poter usufruire sin da ora di circuiti a larga integrazione in quasi tutti i tipi di apparecchiature elettroniche.
La nuova tecnologia permette infatti di superare tutte le limitazioni a cui erano ancora legati i dispositivi MOS, specie per quanto concerneva la loro ridotta velocità operativa e la difficoltà di connessione con i circuiti bipolari.
Una prima e determinante evoluzione della tecnologia MOS (Metal-Oxide-Silicon) era del resto già stata realizzata, sempre nei laboratori della G.I., con un nuovo processo denominato M*T*OS (Metal-Thick-Oxide-Silicon) che non molto tempo fa aveva permesso di compiere un poderoso passo avanti nel campo dell'integrazione su larga scala di circuiti.
È infatti recentissimo l'annuncio, e la presentazione, all'ultimo Salone dei Componenti di Parigi, della realizzazione da parte dell'industria francese Schneider di un multitester prodotto con dispositivi M*T*OS, appositamente progettati dal Centro Tecnologico di Giugliano (Napoli) della General Instrument Europe. Dispositivi standard o speciali dello stesso tipo hanno inoltre trovato da tempo applicazione in apparecchiature elettroniche di diverso genere dai calcolatori, agli elettrodomestici. La LSI è in altre parole già stata ampiamente sperimentata con successo nelle applicazioni elettroniche industriali attraverso la tecnologia M*T*OS, che continuerà ad essere utilizzata per molti tipi di dispositivi, unitamente alla M*T*N*S*.
I nuovi progressi sul piano tecnologico della produzione dei dispositivi a larga integrazione provocheranno però soltanto ora, con la M*T*N*S*, una svolta decisiva, che avrà proporzioni macroscopiche, nel campo della fabbricazione delle apparecchiature elettroniche, dove si assisterà al definitivo ingresso della LSI.

ATTIVITA' DELLA PHILCO ITALIANA

L'antenna Philco costruita nel 1967 nella Conca del Fucino per la società Telespazio. L'antenna è costituita da un deflettore principale del diametro di circa 27,5 m uno dei più grandi del mondo.
È in grado di trasmettere in Italia ed in Europa tutte le comunicazioni via Satellite.

La PHILCO ITALIANA ha 10 anni. Dieci anni di continua evoluzione, di espansione non solo nell'ambito del mercato italiano ma anche e soprattutto, verso i mercati esteri.

Il suo sviluppo in effetti è stato rapidissimo, persino superiore ad ogni aspettativa: dai primi e piccoli stabilimenti di Rho e di Robbio, a seguito del continuo sviluppo la PHILCO dovette trasferirsi nel 1965 a Ponte San Pietro (Bergamo) in una nuova area di 400.000 mq di cui 50.000 coperti.

Ogni anno dagli stabilimenti PHILCO escono in media un milione di pezzi: un televisore, due frigoriferi e una lavatrice e mezza per ogni minuto lavorativo.

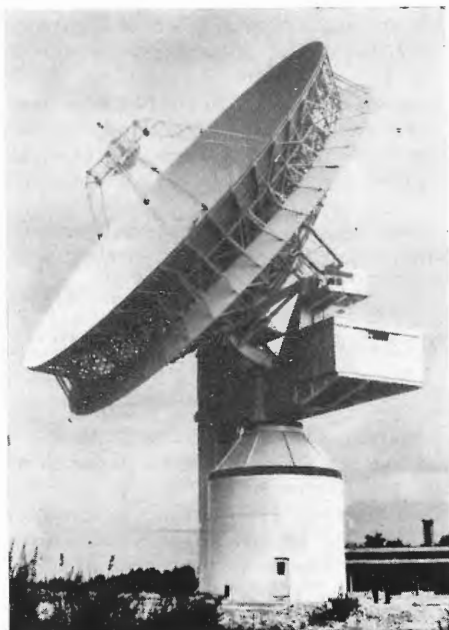
Uno dei maggiori punti di forza dell'a PHILCO è dato dall'esportazione, fino a qualche anno fa limitata all'Europa occidentale, oggi estesa a tutti i mercati dell'Est europeo; per alcuni paesi ad esempio la Jugoslavia, la PHILCO è al primo posto nell'esportazione di elettrodomestici.

L'organizzazione commerciale in Italia è stata particolarmente curata: 26 filiali, con 8 direzioni regionali e 120 venditori permettono un continuo rifornimento a più della metà dei 10.000 centri qualificati per la vendita di elettrodomestici esistenti in Italia.

Costruire lavatrici, televisori, frigoriferi, per quanto di alta perfezione tecnica (a questo proposito è particolarmente significativo il conferimento del « VDE », il marchio di qualità tedesco famoso per l'estremo rigore dei suoi controlli, ai televisori a colori esportati dalla Philco), non è l'unica attività della ditta di Ponte San Pietro.

Nel 1968 la PHILCO ha infatti contribuito alla costruzione della gigantesca antenna del Fucino che mette in comunicazione l'intera Europa con il resto del mondo attraverso i satelliti spaziali. Un'impresa possibile solo ad una grande industria dotata di tecnici altamente specializzati: per avere un'idea del'a mole dell'impresa, anche dal punto di vista organizzativo, basterà ricordare che l'antenna parabolica comprende un deflettore principale del diametro di oltre 27 metri, uno dei più ampi esistenti al mondo.

La direzione della Philco ha deciso di inaugurare al più presto un nuovo stabilimento, per poter accontentare la richiesta di apparecchi elettronici, sempre in aumento in tutti i paesi serviti dalla società di Ponte San Pietro.

(p. i.)

NUOVA SERIE DI ALIMENTATORI TRYGON

La TRYGON ELECTRONICS annuncia la disponibilità di una nuova serie di alimentatori c.c. ad alta corrente stabilizzata progettati specificatamente per applicazioni in sistemi.

Questi alimentatori consentono una variazione di tensione di uscita relativamente limitata ma forniscono alte correnti di uscita pur essendo di dimensioni limitate. Per esempio il mod. L5R6-70EG ha una uscita di tensione variabile da 4,8 a 6,8 V c.c. con una corrente di uscita variabile da 0 a 70A ed è contenuto in una custodia da quadro di larghezza standard e di soli 13 cm di altezza. 42 diversi modelli coprono la gamma di tensione da 2,5 a 160 V con correnti sino a 70 A. La regolazione alla variazione di rete e di carico è 0,005%, l'ondulazione residua è inferiore a 0,5 mV efficaci con una ondulazione picco a picco garantita inferiore a 3 mV. Detti alimentatori hanno la protezione regolabile con limitazione automatica della corrente di circuito ed il recupero per una variazione di carico del 100 % entro 50 μsec.

Può essere installata una protezione automatica di sovratensione come caratteristica facoltativa se il carico da alimentare è sensibile alla tensione. Questa serie di alimentatori è stata progettata in particolare per alimentare sistemi a circuiti integrati in quanto fornisce tensioni stabilizzate di livello anche relativamente basso, alte correnti di uscita, ondulazione picco a picco estremamente bassa, protezione di sovratensione e limitate dimensioni. Naturalmente questi alimentatori possono anche essere usati (grazie alle molte versioni disponibili) per alimentare sistemi a transistori o circuiti a relé ed in generale possono essere utilizzati con vantaggio per sostituire gruppi di alimentatori.

Data la variazione di tensione di uscita limitata, questi accumulatori. sono molto economici nonostante utilizzino componenti della più alta qualità ed infatti sono garantiti per 5 anni dalla data della consegna. La garanzia comprende tutti i componenti senza esclusione.

La TRYGON ELECTRONICS (USA) costruisce questi alimentatori nella sua fabbrica TRYGON GMBH di Monaco (Germania). La consegna è molto sollecita.

Per ulteriori informazioni contattare il rappresentante della Trygon in Italia: Ditta Dott. Ing. MARIO VIANELLO - Via Luigi Anelli, 13 - 20122 Milano.

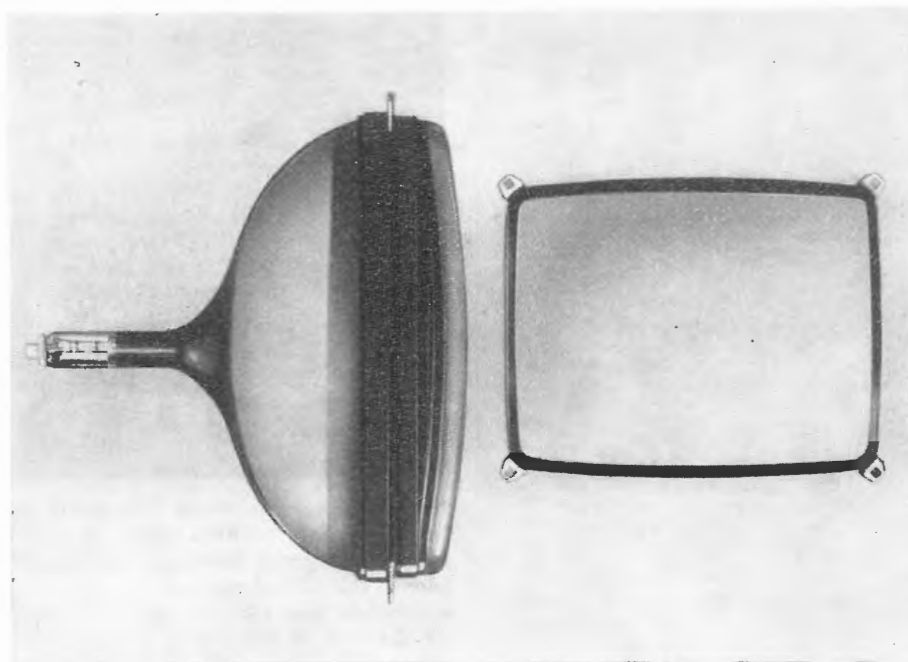
(m. v.)

LA S.G.S. S.p.A. AL SALONE INTERNAZIONALE DEI COMPONENTI A PARIGI

Nel suo ampio stand al Salone dei componenti di Parigi la S.G.S. ha mostrato la più recente realizzazione dei suoi laboratori internazionali di ricerca e sviluppo di Agrate Brianza: una nuova famiglia logica ad alto livello per ambienti con elevato rumore.
Concepita per sistemi logici di controllo funzionanti da fonti di alimentazione da 10,8 V e 20 V, la famiglia H 100 è stata appositamente progettata per impiego in ambienti ad alto rumore elettrico, dove i requisiti principali sono l'immunità al rumore e la versatilità.
Alimentata, per esempio, da una fonte a 15 V, a 25 °C, l'immunità al rumore della famiglia H 100 è di 5 V tipici. La tolleranza della tensione di alimentazione in queste condizioni è del ± 30 %.
Una notevole caratteristica è che questi nuovi elementi non generano disturbi durante la commutazione; non sono perciò richiesti altri componenti per la soppressione dei rumori elettrici.
La sua versatilità deriva dalla possibilità di un elevato fan-out (almeno 25) più che adeguato per qualsiasi impiego pratico. *s. g.*

PELLICOLE WASH-OFF DELLA DU PONT

La DU PONT ha presentato nel Salone Internazionale dei Componenti Elettronici a Parigi un tipo completamente nuovo di pellicole per riproduzioni tecniche. Mentre le usuali pellicole debbono esser trattate secondo i conosciuti metodi classici di lavorazione, vale a dire mediante l'uso di sviluppatori fotografici, bagni di fissaggio e lavaggio, le nuove pellicole DU PONT invece, vengono trattate secondo il cosiddetto procedimento *Wash-Off*.
Dopo l'esposizione segue un semplice trattamento in un attivatore, tramite il quale l'immagine fotografica non solo si rende visibile, ma viene pure contemporaneamente indurita. In seguito, la pellicola viene spruzzata con acqua calda per dissolvere lo strato di pellicola non esposto. Ambo i cicli di lavorazione possono avvenire a mano o in una macchina sviluppatrice automatica, che è stata anche annunziata alla mostra dalla DU PONT.
Attualmente la DU PONT offre due pellicole Wash-Off e cioè la « Cronaflex » Contact Wash-Off e la « Cronaflex » Projection Wash-Off.
La Contact Wash-Off è una pellicola di riproduzione ad alto contrasto e di rapidità adatta per lavori a contatto. Essa viene sviluppata in modo speciale per l'esecuzione di positive di carta o di pellicole negative.
La Projection Wash-Off è una pellicola ortocromatica di riproduzione di grande rapidità ed alto contrasto, indicata per lavori in macchina fotografica, ingrandimenti o copie a contatto.
Ambo le pellicole vengono prodotte su di un supporto « Cronar » poliestere di uno spessore di mm 0,10 e sono disponibili con satinatura su una faccia o su ambedue.
Le pellicole « Cronaflex » Wash-Off riproducono le linee più sottili, con estrema nitidezza. Le loro caratteristiche speciali sono: un'elevata stabilità dimensionale e così pure una correggibilità a umido, facile ed esente da rischi.
Applicazioni per le pellicole « Cronaflex » Wash-Off: tutti i lavori di riproduzione di disegni tecnici, specialmente per la produzione di copie sostitutive di disegni ingialliti, danneggiati o logorati, di secondi originali, che abbisognino di soventi cambiamenti, di interpositive per lavori di copia cianografica, di copie d'archivio per disegni, di piante e carte, di disegni fotografici, di disegni-prototipo per circuiti stampati e di riproduzione a scala diversa.
(*d. p.*)

Una novità mondiale nel campo della televisione a colori: cinescopio con angolo di deflessione di 110°

La PHILIPS presenta, prima al mondo, un cinescopio a colori da 26" con angolo di deflessione di 110°, nonchè componenti e circuiti adatti.
Questo decisivo passo avanti nel campo della televisione a colori permetterà ai costruttori di ridurre considerevolmente le dimensioni dei televisori a colori e consentirà di adottare in questi ultimi quelle soluzioni estetiche già con successo applicate negli attuali televisori in bianco e nero.
Il nuovo cinescopio da 26", 110° possiede le seguenti caratteristiche:
1) è più corto di circa *10 cm* degli attuali cinescopi a colori da 25", 90°,
2) lo schermo magnetico è sistemato all'interno dell'ampolla del cinescopio. Ciò permette di disporre di uno spazio maggiore all'interno del mobile,
3) ha gli angoli pressochè squadrati,
4) lo schermo ha un rapporto altezza/lunghezza di $3 \div 4$; è sensibilmente piatto e permette quindi di osservare l'immagine da angoli visivi maggiori. Sotto questo punto di vista il nuovo cinescopio ha tutte le prerogative estetiche della nuova gamma di cinescopi bianco e nero,
5) la fascia di protezione è in posizione arretrata e consente quindi prestazioni estetiche di tipo push-through.

Con l'introduzione di questo cinescopio a colori a 110° la PHILIPS si è portata in testa agli stessi costruttori americani di cinescopi i quali pur avendo in programma cinescopi da 110° non dispongono ancora delle relative ampolle di vetro.
Il vantaggio che la PHILIPS sta prendendo nei confronti di questi costruttori di cinescopi è tanto più consistente in quanto, essendo essa costruttrice anche di componenti, è in grado di offrire ai costruttori di televisori a colori insieme al cinescopio anche i componenti e i circuiti sviluppati appositamente per questo nuovo cinescopio.
Oltre al cinescopio da 26" la PHILIPS presenterà anche una versione a 110° dell'attuale cinescopio a colori da 22". *(ph)*

Giradischi Hi-Fi con numerosi dispositivi elettronici

Sulla base degli standard di qualità stabiliti per le apparecchiature ad alta fedeltà, la PHILIPS ha realizzato un nuovo giradischi che per molti aspetti può dirsi rivoluzionario. Il giradischi deve il suo nome — 202 Electronic — ai numerosi dispositivi elettronici e alle nuove idee inserite in questo apparecchio.
Il giradischi è azionato da un motore a corrente continua stabilizzato elettronicamente. Ciò significa che vengono automaticamente corrette le variazioni della tensione di rete e quelle del carico (ad esempio la frizione della puntina sul solco): si mantiene in questo modo costante la velocità del motore che dipende dalla tensione applicata: in poche parole, una tale perfezione non può essere ottenuta con mezzi meccanici.
La velocità costante della rotazione del disco assicura una notevole uniformità: anche se il disco è causa di una resistenza leggermente maggiore (nei

passaggi più sonori, ad esempio, e soprattutto nei brani più movimentati della musica classica), difficilmente viene alterata la velocità richiesta.
Il motore a corrente continua funziona indipendentemente dalla frequenza delle linee di alimentazione. Ciò significa che il giradischi può essere usato in ogni parte del mondo senza che sia necessaria alcuna modifica tecnica. È questo un elemento di estrema importanza per quanti desiderano, o devono, adoperare il giradischi in luoghi in cui la frequenza delle linee di alimentazione è diversa da quella del paese di origine. Il motore guida il piano rotante per mezzo di due cinghie di gomma, un sistema che si è dimostrato utilissimo nella soppressione delle vibrazioni meccaniche di ogni tipo. È per questo che nel giradischi il ronzìo prodotto dalle vibrazioni del motore e trasmesso alla testina attraverso il piatto e la puntina, è bassissimo: meno di —60 dB (DIN).
Un ingegnoso meccanismo mantiene le tre velocità esattamente al loro valore: 33 1/3, 45 e 78 giri al minuto. Ognuna delle velocità può essere variata, con la massima accuratezza, del quattro per cento, sempre elettronicamente. Altra caratteristica d'avanguardia è lo stop automatico, che entra in funzione quando è raggiunto l'ultimo solco del disco.
Ad una data posizione, e/oppure ad una data velocità di rotazione del braccio del pick-up, viene azionato un interruttore automatico da una cellula fotosensibile, dopo di che il giradischi si spegne automaticamente senza che sul braccio siano state esercitate forze d'attrito.
Il meccanismo di sollevamento adottato è il dispositivo semiidraulico ampiamente collaudato che può essere azionato a mano e che consente di posare accuratamente la puntina in ogni punto del disco senza rischio di danneggiarlo.
Per assicurare la massima stabilità, il giradischi è dotato di un piatto relativamente pesante.
La buona distribuzione del peso assicura un momento di inerzia notevole. Il piano di rotazione ha un diametro di 30 cm circa ed è ricoperto da uno stuoino di gomma per evitare un'altra fonte di fastidi: la polvere sul disco. Il braccio del pick-up ed il relativo sostegno sono costruiti in modo che si può usare con sicurezza un peso di puntina da 0,75 grammi in su.

La frequenza di risonanza del braccio del pick-up è bassissima, in parte per merito della presenza di un contrappeso con uno speciale smorzatore di gomma. Il braccio è bilanciato da questo contrappeso, dopo di che si può adattare il peso della puntina da uno a quattro grammi per mezzo di un peso scorrevole. Questo sistema presenta un grande vantaggio, e cioè il peso della puntina è sempre costante, in qualunque circostanza, anche se il disco non è completamente piatto o ha uno spessore diverso dalle dimensioni standard. Quando il peso della puntina viene diminuito, entra in gioco la forza centripeta, relativamente elevata, forza che agisce sulla puntina e da qui sul braccio.

Questo nuovo giradischi PHILIPS ad alta fedeltà è anche dotato di un congegno compensatore automatico delle spinte laterali, regolabile. È perciò possibile l'adattamento del braccio del pick-up ad ogni valore del peso della puntina. È ovvio che questo congegno di compensazione di spinta laterale evita che i dischi siano danneggiati, assicura la riproduzione stereo equilibrata e neutralizza la diafonia e il seccante salto di solco che si verifica allorchè la puntina sta scorrendo sul disco. Il salto di solco, per quanto riguarda le vibrazioni, è effettivamente neutralizzato dalla sospensione ondeggiante adoperata per il piano rotante ed il braccio, ambedue fissati ad un giogo sospeso elasticamente allo chassis, che è montato rigidamente. L'elemento pick-up incluso nella versione standard è del tipo magnetodinamico, familiare e leggero, adesso in forma di cartuccia, e adatto sia per i dischi mono che stereo.

L'estremità della puntina di questo elemento ha un raggio di curvatura di quindici micron ed è fatta di diamante puro. È quindi ridotta al minimo la distorsione di traccia. L'adattamento della puntina al solco è particolarmente buona (10×10^{-6} cm/dina), sicchè il peso della puntina può essere modesto. Tutti questi fattori garantiscono che i dischi verranno trattati con la maggiore delicatezza possibile.

La gamma di frequenze va da 20 a 20.000 Hz. L'elemento del « 202 Electronic » smorza effettivamente la cosiddetta diafonia. La separazione di canale è di —25 dB a 1000 Hz.

Poichè in media la tensione fornita per ogni canale è di 6 mV, in certi casi è necessario usare un preamplificatore. Per questo giradischi è stato appositamente realizzato un preamplificatore che può essere inserito con facilità, senza bisogno di saldature. La sigla di quest'accessorio è GH 905.

Il giradischi è disponibile in due versioni, e cioè l'una adatta per essere incorporata, e l'altra completa di una copertura in tinta leggera, trasparente su una base in legno « deluxe ».

(n. ph.)

dott. ing. A. Longhi

Alimentatore stabilizzato a tiristore per ricevitori di TV a colori*

Finora nei televisori a colori Blaupunkt si è usata la tensione stabilizzata di 380 V per l'alimentazione degli stadi di potenza. Recentemente la Blaupunkt ha elaborato uno schema di deviazione orizzontale con triplicatore in cascata per l'E.A.T. e l'alimentatore 270 V stabilizzato con tiristore, qui sotto descritto.

Il circuito di deviazione orizzontale è studiato per una tensione minima di 265 V. La componente alternativa della tensione di alimentazione non deve superare i 6 V_{pp}; la corrente assorbita dall'intero ricevitore è 450 ÷ 650 mA. Con la tensione di 265 V e con la corrente del fascio del cinescopio di 1, 5 mA, la potenza dissipata del tubo finale di riga PL509 è $N_v = 23$ W. Con immagine scura (corrente zero del fascio), la potenza dissipata dal tubo PL509 è di soli 15 W. (La potenza dissipata dal tubo PL509, in funzionamento con il regolatore ballast, è $N = 22$ W indipendentemente dalla corrente del fascio).

Per una lunga durata dello stadio finale di riga, la tensione di lavoro deve essere 270 ± 5 V; in questi limiti sono già computate le variazioni dovute al riscaldamento e all'invecchiamento. Con un alimentatore non regolato, questa tensione oscillerebbe del ± 10%, la potenza dissipata salirebbe allora a 40 W. Se contemporaneamente si vuole ottenere una lunga vita del tubo finale di riga e la corrente del fascio di 1,5 mA, occorre stabilizzare la tensione di lavoro. Con i tiristori si può ottenere un rendimento ottimale dell'alimentatore stabilizzato. Con tale alimentatore si preleva solo la potenza effettivamente utile dalla rete. Non si verifica alcun riscaldamento supplementare nell'alimentatore stesso.

Contrariamente al regolatore continuo con il tubo PL509 adottato nella prima generazione dei ricevitori di TVc Blaupunkt, il regolatore a tiristore è un regolatore a due punti, che non può combattere la tensione di ronzio, poichè esso viene inserito e disinserito con il ritmo di 50 Hz. La tensione di uscita deve essere filtrata con cellule R, C, come nei circuiti raddrizzatori di una sola semionda (fig. 1).

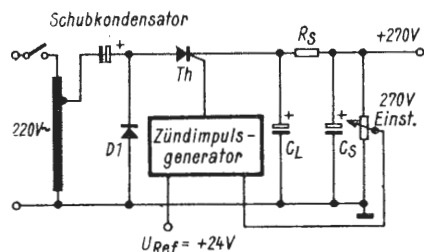
Fig. 1 - Schema di principio dell'alimentatore stabilizzato con tiristore.

Schubkondensator = Condensatore di duplicazione; Zündimpulsgenerator = Generatore degli impulsi di eccitazione; Einst. = Regolatore; U_{Ref} = Tensione di riferimento + 24 V.

Il circuito è composto, secondo il principio del duplicatore di tensione, dal condensatore di raddoppio, dal diodo D_1 e dal tiristore Th. Se si volesse sostituire quest'ultimo con un altro diodo, si otterrebbe una tensione raddrizzata di circa 500 V ai capi del condensatore di carica C_L. Mediante l'innesco del tiristore sul fronte discendente della tensione (sinoidale) di rete, si può ricavare una tensione di uscita dipendente dal punto di innesco. Una frazione di questa tensione di uscita viene confrontata, nel generatore d'impulsi di eccitazione, con una tensione costante di riferimento di 24 V.

Si sposta così il punto di innesco in fase in modo che la tensione di uscita rimane costante anche in presenza di oscillazioni di rete e del carico.

1. - LO SCHEMA DELL'ALIMENTATORE

L'alimentatore a tiristore è connesso ad una presa del trasformatore di rete corrispondente alla tensione di 190 V_{eff} (fig. 2). Questa presa è stata scelta per poter usare i tiristori economici con tensione di punta di 600 V. L'induttanza a ferro D_r aumenta l'angolo di circolazione della corrente di oltre 30°, e unitamente al condensatore di 0,22 μF, abbassa così la tensione di disturbo ai morsetti di entrata a valori inferiori a 800 μV a 150 kHz. La resistenza R_1 limita, insieme con la resistenza interna del trasformatore e della bobina D_r, la corrente di chiusura al valore max di 50 A ammissibile per il diodo D_1 e per il tiristore Th. Per raddrizzamento operato da D_1, al condensatore duplicatore C_2 e quindi all'anodo del tiristore, sorge una tensione alternata, le cui punte negative vengono agganciate al livello zero. La tensione di punta al tiristore è così uguale a $2\sqrt{2} \cdot 190$ V = = 535 V (con sovratensione 590 V). Con questa tensione, il tiristore non deve divenire conduttivo senza impulso di eccitazione. Il condensatore di carico si caricherebbe altrimenti alla tensione

(*) Funkschau, 23, 1968, pag. 729

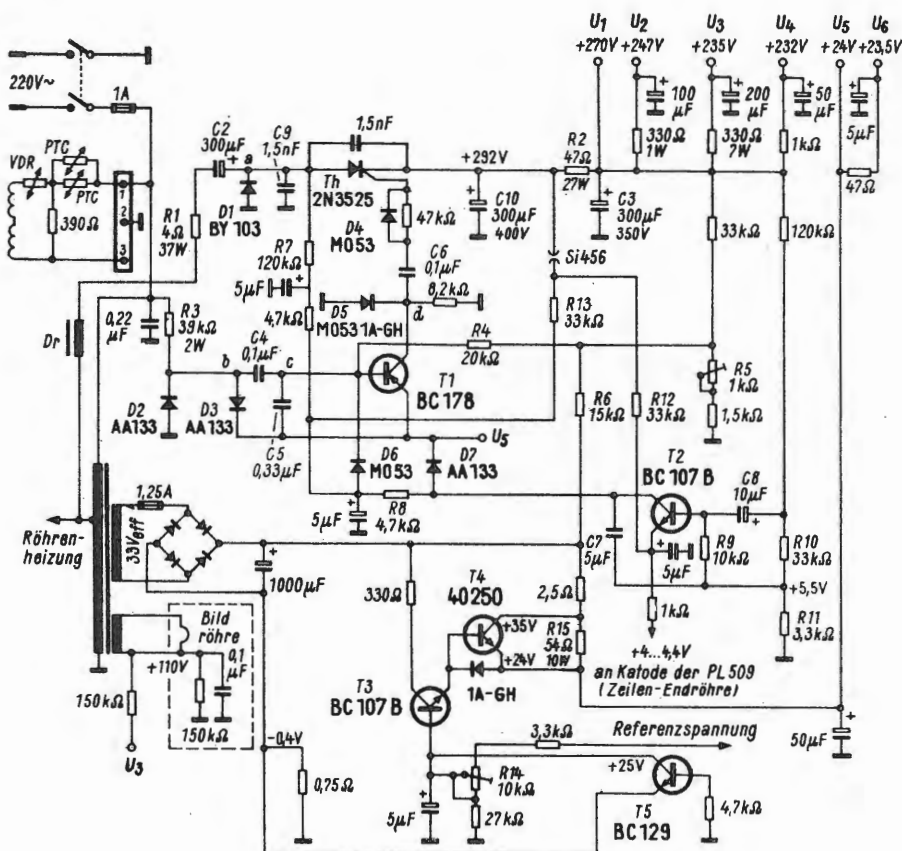



Fig. 2 - Schema completo dell'alimentatore dei ricevitori di TVC Blaupunkt.

VDR = Resistenza dipendente dalla tensione; PTC = Coefficiente positivo di temperatura; Röhrenheizung = Accensione dei tubi elettronici; an Katode der PL509 (Zeilen Endröhre) = Al catodo di PL509 (tubo finale di riga); Referenzspannung = Tensione di riferimento.

di punta e si perforerebbe (la tensione di cresta ammissibile per il tiristore 2N3525 è di 600 V).

In fig. 3a si vede dalla discontinuità sul ramo discendente della tensione sinoidale, che nel punto di innesco la tensione (circa 200 V) si abbassa bruscamente. Questa caduta di tensione si verifica con l'impulso del tiristore di 4,5 ÷ 9 A nella resistenza R_1, nel condensatore C_2, nell'impedenza D_r e nel trasformatore di rete. Ciò è necessario, poichè aumenta l'angolo di circolazione della corrente e attenua l'irradiazione disturbante.

In fig. 4b è rappresentata l'ondulazione residua ai capi del condensatore di carico. Essa è compresa fra 25 V_{pp} e 35 V_{pp} e viene abbassata, per mezzo della resistenza di filtro R_2 e del condensatore di filtro C_3, a circa 6 V_{pp} (fig. 4c).

2. - IL GENERATORE D'IMPULSI D'INNESCO

La tensione sinoidale di rete viene deformata a tensione rettangolare di 24 V_{pp} con la resistenza R_3 e con i diodi D_2 e D_3, le cui semionde negative vengono agganciate al livello zero (durante le semionde negative, la tensione di rete rende passante D_2 e durante le semionde positive il diodo D_3 limita la tensione a + 2 V, fig. 3b). Mediante un divisore capacitivo di tensione costituito dai condensatori C_4 e C_5, e mediante differenziazione della tensione rettangolare (C_4 e R_4) si forma una tensione a dente di sega (fig. 3c), che si

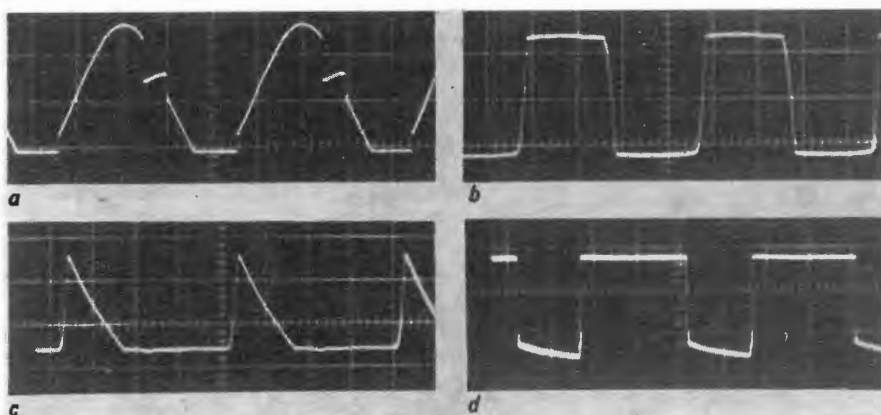



Fig. 3 - Oscillogrammi delle tensioni impulsive dell'alimentatore a tiristore.
a) Tensione all'anodo del tiristore, 500 V_{pp}; *b)* tensione al formatore d'impulsi rettangolari D_2, D_3, 24 V_{pp}; *c)* tensione alla base di T_1, 4 V_{pp}; *d)* tensione al collettore di T_1, 24 V_{pp}.

a)

b)

c)

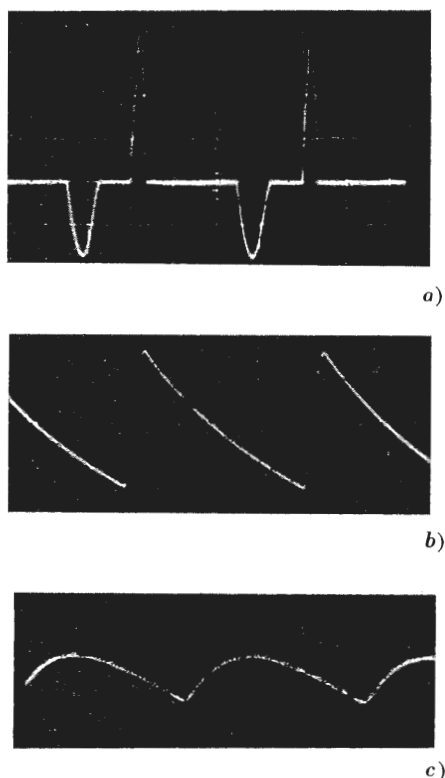



Fig. 4 - a) Corrente attraverso D_1. Corrente del fascio 1,2 mA; impulso superiore: tiristore, I_{pp} = = 10 A; impulso inferiore: diodo D_1, I_{pp} = 4,5 A; b) tensione alternata residua al condensatore di carico C_{10}, 30 V_{pp}; c) tensione alternata residua al condensatore di filtro C_3, 5 V_{pp}.

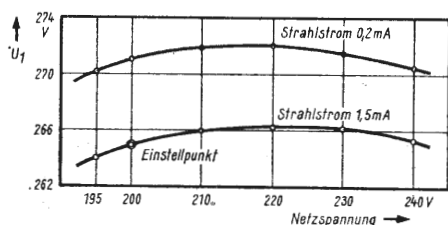
Fig. 5 - Curve di regolazione dell'alimentatore a tiristore. Tensione di uscita $U_1 = f(U_N)$ dove U_N è la tensione di rete; parametro: corrente del fascio. Strahlstrom = Corrente del fascio elettronico del cinescopio; Einstellpunkt = Punto di regolazione.

localizza alla base del transistore p-n-p di eccitazione. All'emettitore di questo transistore è applicata una tensione di + 24 V stabilizzata elettronicamente (U_5). Per la durata del dente di sega, il transistore è bloccato, perchè la sua base è al max 5 V più positiva dell'emettitore. Quando la base diviene più negativa di 0,6 V rispetto all'emettitore, il transistore diviene conduttivo. Al collettore si forma un impulso rettangolare (fig. 3d) di 24 V, il cui fianco positivo eccita il tiristore attraverso il condensatore di accoppiamento C_6 e il diodo D_4. Attraverso il condensatore C_6 e la resistenza interna dell'elettrodo porta del tiristore, avviene una differenziazione dell'impulso eccitatore. Il diodo D_4 impedisce che le punte negative di tensione che qui intervengono, perforino lo spazio porta-catodo del tiristore. Il diodo al silicio D_4 svolge anche un'altra funzione protettrice: esso si blocca in caso di eventuale perforazione del condensatore di accoppiamento e protegge il tiristore, come pure gli altri stadi dell'apparecchio, contro la tensione di 300 V del condensatore di carico.
Il diodo ha perciò una tensione di bloccaggio di oltre 300 V. Anche il diodo D_5 ha una funzione protettiva: allo spegnimento dell'apparecchio, il condensatore C_6 di accoppiamento si scaricherebbe, attraverso il transistore pilota e lo danneggerebbe. La scarica avviene invece attraverso D_5.
Dalla resistenza R_4, una tensione positiva regolabile mediante il potenziometro R_5, perviene alla base del transistore T_1 di eccitazione. Questa tensione serve alla regolazione della tensione di uscita. Se la tensione del condensatore di filtro aumenta, la tensione di base del transistore di eccitazione diviene più positiva, il dente di sega discendente raggiunge più tardi il livello d'innesco di circa + 23,4 V e l'impulso di eccitazione arriva più tardi, per cui il condensatore di carico si carica ad una tensione minore. Quando la tensione di uscita diminuisce, l'impulso di eccitazione viene spostato in senso opposto; ne consegue anche in questo caso una stabilizzazione al valore nominale prestabilito.
Attraverso la resistenza R_6, si inietta una tensione continua dell'alimentatore 24 V, proporzionale alla tensione di rete, nel circuito di regolazione. Mediante questa applicazione di tensione, la dipendenza della tensione di uscita dalle variazioni della tensione di rete risulta diminuita. La fig. 5 rappresenta le curve di regolazione dell'alimentatore.

3. - I CIRCUITI DI PROTEZIONE

Poichè la resistenza interna dell'alimentatore è piccolissima, in caso di sovraccarico anche breve del trasformatore di uscita di riga, si possono danneggiare il triplicatore in cascata dell'E.A.T. e i relativi tubi. Perciò si sono introdotti nello schema alcuni mezzi protettivi finora non adottati nei ricevitori di TVC. Questi accorgimenti si basano sull'esclusione del tiristore, che qui funge da fusibile estremamente sicuro in caso di sovraccarico.
Con tensione di uscita troppo alta, che può essere provocata da guasti dei condensatori, o dei raddrizzatori E.A.T., o dello stadio finale di riga, l'alimentatore viene disinserito mediante il bloccaggio del tiristore. Per rimetterlo in funzione, bisogna agire solo sull'interruttore di rete. Il circuito di protezione continua a sconnettere l'alimentatore, se non si è eliminata la causa dell'inconveniente.
In caso di corrente del fascio troppo alta in seguito a un guasto nell'amplificatore di luminanza, o negli stadi finali del colore, agisce il circuito di protezione e protegge così contro ulteriori guasti successivi, specialmente contro il danneggiamento del cinescopio. Anche nel caso di un cortocircuito diretto della tensione stabilizzata, o di un qualsiasi avvolgimento del trasformatore di uscita di riga, o dei tubi elettronici etc., l'alimentatore viene distaccato. Dopo il distacco e una nuova inserzione, esso è pronto per funzionare immediatamente.

4. - PROTEZIONE CONTRO LE SOVRATENSIONI

Il circuito protettivo lavora con il transistore T_2. All'accensione dell'apparecchio, questo transistore riceve, attraverso le resistenze R_7 e R_8, una tensione positiva di collettore. Attraverso il condensatore C_7 e la resistenza R_9, questa tensione arriva alla base, per cui il transistore T_2, all'accensione diviene subito conduttivo. La tensione di collettore vale qui + 4 V, per cui i diodi D_6 e D_7 sono interdetti. Il transistore di eccitazione T_1 fornisce, subito dopo l'accensione, impulsi d'innesco, il tiristore si innesca e la tensione di uscita al condensatore di filtro aumenta.
Questa tensione crescente arriva, dinamicamente attraverso il condensatore C_8, staticamente attraverso il partitore di tensione R_{10} e R_{11} e la resistenza R_9, alla base del transistore T_2, per cui questo rimane conduttivo anche dopo la carica del condensatore C_7.
Se la tensione di uscita cresce, in seguito a un guasto, oltre 350 V, si innesca il conduttore di sovratensione Si 456. Una corrente fluisce attraverso la resistenza R_{12}, la tensione di emettitore del transistore T_2 sale a circa + 6 V e il transistore si blocca. Ora si alza la tensione di collettore del transistore T_2, finchè il diodo D_7 diviene passante, anche con l'alimentatore di bassa tensione a + 24,2 V. A motivo della caduta di tensione nella resistenza R_8 si circa 7 V, il diodo D_6 diviene conduttivo, la tensione di base del transistore pilota diviene più positiva, fino che

questo si interdice. Ora non si generano più gli impulsi di eccitazione e il tiristore si blocca.
Attraverso la resistenza R_{13}, quando il conduttore di sovratensione è attuato, scorre una corrente, che, anche con un mancato funzionamento del transistore T_2 di protezione, con l'alimentatore 24 V guasto e continuando ad accendere il ricevitore, il transistore eccitatore si blocca rapidissimamente.

5. - PROTEZIONE CONTRO I CORTOCIRCUITI

Con un cortocircuito della tensione di uscita stabilizzata, cade la tensione positiva alla base del transistore di protezione T_2, che si blocca. Attraverso il percorso descritto, in questo caso si interdice anche il tiristore. Dopo una nuova accensione, l'apparecchio è poi nuovamente pronto per funzionare, se il guasto è stato eliminato.

6. - PROTEZIONE CONTRO LE SOVRACORRENTI

Ai capi della resistenza di catodo del tubo finale di riga (6,8 Ω) vi è una tensione dipendente dalla corrente del fascio (+ 4,5 V con la corrente del fascio di 1,5 mA). Questa tensione viene applicata all'emettitore del transistore T_2. Con la tensione di emettitore di + 4,9 V il transistore di protezione si blocca. Questa tensione corrisponde a una corrente del fascio di circa 1,75 mA.
In caso di sovralimentazione o di cortocircuito del trasformatore di uscita di riga, la tensione di catodo del tubo finale aumenta oltre 4,5 V, la tensione di lavoro viene soppressa in meno di 1/10 di secondo.
La potenza assorbita con questo alimentatore e con lo schema triplicatore per l'E.A.T. dalla rete, con la corrente del fascio di 0,2 mA (immagine scura) è circa 50 W inferiore che con un tubo ballast, con la piena corrente del fascio di 1,5 mA la potenza assorbita è inferiore di circa 10 W.

7. - L'ALIMENTATORE A BASSA TENSIONE

La tensione di lavoro e di riferimento necessaria per il generatore d'impulsi di eccitazione viene prelevata dall'alimentatore 24 V del ricevitore a colori. Anche questa tensione è stabilizzata, affinchè l'apparecchio sia indipendente dalle oscillazioni della tensione di rete. L'alimentatore autoregolato consta di due trasferitori di emettitore montati in cascata (T_3 e T_4). All'emettitore del transistore T_4 è presente la tensione, regolata con il potenziometro R_{14}, di resistenza interna convenientemente bassa ($U_5 = 24$ V; $I = 0{,}6$ A; $R_i = 0{,}5\ \Omega$).
Come alimentatore della tensione di riferimento serve la tensione stabilissima di alimentazione di 33 V per la sintonia a diodo, che mediante l'elemento di riferimento Valvo TAA550, viene ricavata dalla tensione stabilizzata di 270V. Il coefficiente di temperatura è solo di circa $-10^{-4}/°C \div +5 \cdot 10^{-5}/°C$.
Come interruttore di cortocircuito serve il transistorc T_5. Questo transistore è interdetto fino alla corrente continua di uscita di 0,8 A, poichè la tensione di emettitore è inferiore di —0,6 V rispetto alla tensione di base. Con una corrente superiore a 0,8 A, il transistore T_5 diviene conduttivo e cortocircuita la tensione di riferimento. Allora la tensione di uscita cade, l'alimentatore di alta tensione non riceve più la tensione di alimentazione e il tiristore si blocca. Poichè così non c'è più neanche la tensione di riferimento per l'alimentatore di bassa tensione, l'apparecchio non può rimettersi di nuovo in funzione da solo. Esso può essere riattivato solo agendo sull'interruttore di rete. La resistenza R_{15} serve per la scarica dei transistori di potenza e per l'attivazione dell'apparecchio. All'accensione, attraverso questa resistenza, una tensione di + 18 V arriva al generatore d'impulsi di eccitazione, per cui possono generarsi i primi impulsi di eccitazione. Dopo pochi periodi della tensione di rete, si forma la tensione di riferimento di +33 V; in tal modo entrambi gli alimentatori raggiungono le loro precise tensioni.

Il primo stabilimento alimentare nel mondo la cui produzione viene controllata da un elaboratore elettronico

Nello stabilimento della H.J. HEINZ Co. Ltd. situato presso Kitt Green Lancashire, in cui si producono e inscatolano brodi e minestre, sono iniziati i lavori per la messa in opera di un sistema elaboratore da utilizzarsi per il controllo della produzione.
Tale sistema, progettato dalla HENRY SIMON Ltd. facente parte del gruppo SIMON ENGINEERING, in collaborazione con gli ingegneri messi a disposizione dalla Heinz Co. stessa, si avvarrà di un elaboratore ad alta capacità del tipo GEC-AEI Con/Pac 4040, prodotta dalla GEC-AEI AUTOMATION Ltd. con sede a New Parks, Leicester.
Questo avvenimento costituisce una tappa significativa per l'automazione applicata alla produzione nell'industria alimentare.
Inizialmente il sistema prevederà una gamma di 20 ricette e la scelta delle ricette per la produzione sarà eseguita mediante selettore manuale.
Gli ingredienti passeranno alla miscelazione e cottura, fino a prodotto finito, sotto il controllo del calcolatore. L'impianto è capace di fornire circa 700.000 litri di prodotto, equivalenti a più di 1.5 milioni di scatolette.
L'elaboratore fornito è il tipo Con/Pac 4040 che comprende una memoria di 16 K con velocità d'accesso di 5 msec, un'unità di calcolo seriale, due cofani per i dati di input e di output, un pannello segnalazione ed una consolle di comando.
L'installazione e la messa in opera del sistema elaboratore viene eseguita dalla GEC-AEI AUTOMATION Ltd., la quale provvede anche alla fornitura dei programmi.
I vantaggi principali risultanti dall'installazione del sistema consistono in un maggior controllo del sapore e della consistenza del prodotto ed in costi produzione più bassi.
Il progetto, la fornitura e l'installazione richiedono un investimento complessivo di Lit. 225 milioni. *(e. a.)*

I. M. Pex

Le trasmissioni televisive a colori in Gran Bretagna

Fig. 1 - Il gruppo telecinema messo a punto dalla The Marconi Company comprende la ben nota telecamera « Mark VII » per trasmissioni a colori, impiegata da quasi tutti gli enti televisivi mondiali. Con l'introduzione di queste apparecchiature sono stati stabiliti nuovi standards di riproduzione delle teleimmagini da qualsiasi tipo di pellicola a colori, in bianco e nero e da lastre. Una delle sue caratteristiche tecniche è il commutatore ottico, che permette di eseguire passaggi in trasmissione fra i proiettori di film e di diapositive.

Il canale televisivo che impiega il metodo PAL (Phase Alternate Line) per le trasmissioni a colori è in funzione da quasi due anni in Gran Bretagna; i programmi trasmessi hanno ottenuto un enorme successo, tanto che è attesa ora con molto interesse — soprattutto dall'industria della televisione — una decisione governativa circa l'introduzione di due nuovi canali dello stesso genere.

La maggior parte dei paesi d'Europa ha ormai deciso quale dei due sistemi europei adattare per le trasmissioni a colori e alcuni hanno anche già iniziato il servizio: non vi è dubbio, perciò, che entro la fine degli anni '70 la televisione a colori sarà entrata nell'uso comune, esattamente come quella in bianco e nero.

La Francia e i paesi del Blocco orientale hanno scelto il metodo SECAM (Sequentiel à Mémoire), mentre Germania Federale, Gran Bretagna e alcune altre nazioni hanno optato per il PAL.

Quest'ultimo riunisce i migliori elementi costitutivi del SECAM e del sistema americano NTSC (National Television System Committee) che è in funzione ormai da oltre un decennio. Messo a punto dal Dr. Bruch della Telefunken ad Hannover e derivato dal NTSC, il PAL ha molte analogie fondamentali con lo OCS (Oscillating Colour Sequence) sistema anch'esso americano, che era stato preso in considerazione negli Stati Uniti prima che venisse sviluppato il NTSC.

I metodi PAL e OCS sono identici per quanto riguarda la loro caratteristica fondamentale di minimizzare gli effetti della distorsione di quadratura, che può alterare gravemente i livelli di fase; una delle principali differenze fra i due si trova nella frequenza dell'alternanza di riga, un'altra è costituita dai più perfezionati sistemi di demodulazione messi a punto dal Dr. Bruch.

Analogamente al NTSC americano il PAL ha un segnale di luminanza e di colore: quest'ultimo viene prodotto esattamente come avviene nel sistema NTSC, in quanto i segnali I e Q di intensità di colore si sommano vettorialmente. Comunque, mentre I e Q sono segnali a modulazione di ampiez-

Fig. 2 - La telecamera a colori « Mark VII » della Marconi in funzione presso lo Studio 6 della BBC di Londra. Una seconda telecamera è visibile sullo sfondo mentre riprende un primo piano.

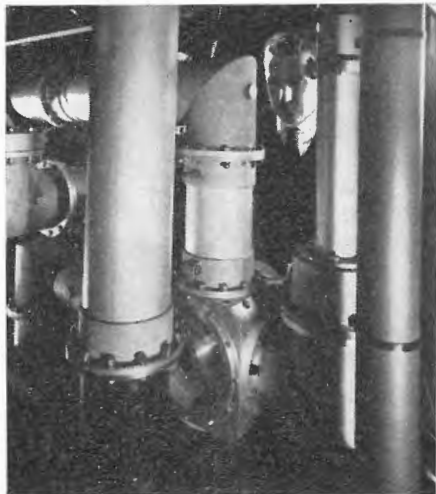



Fig. 3 - Veduta del complesso gruppo di cavi coassiali del sistema di teletrasmissioni a colori a u.h.f. usato per irradiare i due servizi BBC da Londra. I due telesegnali da 40 kW e i segnali sonori associati per ciascun servizio, vengono miscelati entro questa rete di cavi, che attualmente è impiegata per una trasmissione a colori o in bianco e nero e una esclusivamente monocroma. Si ritiene che verso la fine dell'anno la BBC riceverà l'autorizzazione ad operare trasmissioni a colori su entrambi questi canali.

Fig. 4 - Due telecamere a colori EMI in funzione presso uno studio della BBC. Notare la sobrietà delle linee e le dimensioni ridotte, nonchè la limitata distanza dalla quale possono essere eseguite le riprese.

za a portante soppressa su vettori in quadratura, il segnale *I* viene capovolto ad ogni riga, cosicché il vettore viene riflesso specularmente intorno all'asse *Q*. Ciò minimizza gli effetti della distorsione angolare e rende il sistema meno sensibile agli errori di fase o agli errori nel reinserimento del vettore di demodulazione.
La demodulazione è simile anch'essa a quella del sistema NTSC in quanto la subportante soppressa viene rigenerata dal burst (treno d'impulsi) di colore portato da ciascuna riga; è necessario, naturalmente, l'invio di un dato supplementare per garantire che il segnale *I* venga ripetuto in sincronismo. Originariamente questo dato, noto come segnale di identificazione del colore, veniva trasmesso durante il periodo di ritorno di quadro, in posizione simile a quella che assume il segnale di identificazione del colore nel sistema SECAM. Si usava trasmettere un blocco di modulazione *I* corrispondente alla direzione positiva del segnale *I* d'intensità di colore su ciascuna delle righe durante la cancellazione verticale, tuttavia, poiché il metodo era soggetto ad interferenze, lo si è sostituito con un segnale modulato da 350 kHz 100 per cento lungo l'asse *Q*.
La posizione del segnale d'identificazione del colore non è stata modificata e così appariva in una sequenza di quattro quadri sulle seguenti righe:

7	9	11	13
319	321	323	325
6	8	10	12
320	322	324	326

1. - PERFEZIONAMENTI DEL PAL

Come ogni progetto in fase di sviluppo, il PAL è stato aggiornato diverse volte e vi sono stati incorporati i perfezionamenti apportati al sistema originale. In effetti, esso è passato attraverso cinque fasi: PAL, PAL semplice, PAL De luxe, Nuovo PAL e Nuovissimo PAL.
Sostanzialmente, il PAL è un sistema generico che comprende un segnale *I* d'intensità di colore che s'inverte ad ogni riga, con un segnale d'identificazione del colore, che appare durante il periodo di cancellazione di quadro. Il PAL semplice è analogo, ma differisce per quanto riguarda il metodo di decodificazione del segnale: un commutatore elettronico viene impiegato per invertire il segnale *I* al ricevitore, commutatore che è mantenuto in sincronismo con un analogo interruttore annesso al trasmettitore mediante un segnale d'identificazione del colore. La portante usata per demodulare il segnale relativo al colore viene generata dal burst di colore di riga, come avviene nel sistema NTSC, e eventuali distorsioni angolari o effetti di quadratura di fase vengono integrate dall'occhio umano. Se il grado di distorsione è modesto, questo non può essere rilevata, ma se raggiunge valori più alti si creano figure di barre sull'immagine.

1.1. - PAL De luxe

Tale problema viene superato usando il sistema PAL De luxe, che incorpora un integratore di ritardo a linea singola analogo a quelli usati nei decodificatori SECAM. Qualsiasi distorsione subita dal segnale trasmesso assume l'aspetto di una desaturazione dei colori, difetto molto difficilmente percepibile a meno che l'interferenza non sia estremamente grave. La definizione verticale del segnale di crominanza viene dimezzata con questa tecnica di decodificazione, ma ciò non risulta evidente dall'immagine ricostruita.
In un ricevitore PAL De luxe i segnali portanti *I* e *Q* di colore sono separati mediante la linea di ritardo, senza perciò che si abbia necessità di usare complicati demodulatori sincroni.

1.2. - Nuovo PAL

Il problema della desaturazione, che si verifica con il sistema PAL De luxe ed è dovuto a distorsione differenziale viene superato con il nuovo PAL, che si avvale di una tecnica perfezionata di decodificazione. Ciò avviene demodulando i segnali di colore *I* e *Q* con una portante la cui fase muta in sincronismo con gli errori impressi sui due segnali sopraddetti. Le uscite di colore dalla linea di ritardo sono elaborate in modo da eliminare l'informazione angolare di tinta e così si ottiene un segnale a frequenza doppia della subportante che mantiene l'informazione angolare relativa però esclusivamente alle distorsioni. E' da questo segnale che la fase dell'oscillatore locale risulta controllata, in modo che il procedimento di demodulazione può produrre segnali *I* e *Q* esenti da errori distinti e di saturazione. La commutazione del segnale *I* resta immutata e il segnale di identificazione del colore viene usato per sincronizzare l'azione di commutazione del ricevitore.

1.3. - Nuovissimo PAL

Uno dei più recenti perfezionamenti del sistema, che forma la base del PAL europeo, è costituito da una modifica al segnale d'identificazione del colore. Ripresa nel periodo di soppressione verticale, l'identificazione del colore è ora inclusa nel burst di colore: ciò è possibile mediante commutazione dell'angolo del burst di colore cosicché trasmettendo un segnale positivo *I*, il burst avanza di 45 gradi rispetto all'asse *Q*. Trasmettendo il segnale $-I$, il burst viene ritardato nella medesima misura rispetto all'asse $-Q$. Il burst di colore viene pertanto mediato su due righe lungo l'asse $-Q$ e quindi minimizza gli effetti della di-

Fig. 5 - Veduta della sala di controllo dell'Ente televisivo dello Yorkshire, la prima costruita appositamente per le trasmissioni a colori in Europa. La maggior parte delle apparecchiature è stata costruita dalla EMI, alla quale è stato affidato l'appalto della progettazione. Le compagnie televisive indipendenti della Gran Bretagna stanno attendendo la decisione governativa sulla data d'inizio delle teletrasmissioni commerciali a colori.

storsione di fase differenziale.

Questi recenti perfezionamenti hanno inoltre permesso di eliminare il commutatore elettronico annesso al decodificatore, e di sostituirlo con due oscillatori: uno è sincronizzato con il burst medio di colore lungo l'asse Q, l'altro impiega il componente del burst di colore lungo l'asse I.

Tale sistema di trasmissione viene considerato migliore e più sicuro rispetto agli altri, da molti esperti, del settore, e ciò si è rivelato esatto in Gran Bretagna dove, come si è detto, la televisione a colori è in funzione da quasi due anni.

Sia l'industria televisiva britannica, sia le autorità ed altri enti o organizzazioni — quali il Dipartimento delle Poste che fornisce tutti i collegamenti della rete della televisione nazionale — hanno svolto vari programmi di ricerca in questo campo nel quale la Gran Bretagna si è sempre trovata in buona posizione, avendo scoperto la radio e la televisione.

La Marconi Company (1) ad esempio, ha messo a punto una vasta gamma di apparecchiature destinate alle trasmissioni a colori, dalle telecamere — che si dice siano senza rivali nel mondo — ai potentissimi trasmettitori necessari per questo tipo di trasmissioni; la EMI (2) è un'altra compagnia che opera attivamente in questo settore ed entrambe hanno apparecchiature di loro produzione in funzione in molti paesi. *(a. n.)*

(1) The Marconi Company Ltd., Marconi House (Chelmsford, Essex, Inghilterra).
(2) EMI Eletronics Ltd., Blyth Road, Hayes (Middlesex, Inghilterra).

Convertitore sincro-numerico delle dimensioni di una scatola di fiammiferi

Un'industria inglese ha messo a punto un convertitore elettro-meccanico progettato per l'industria aeronautica, di costo minimo e delle dimensioni di una scatola di fiammiferi, capace di convertire segnali sincro in uscita numerica equivalente o viceversa.

Il dispositivo, completo da un servoamplificatore miniaturizzato, ha una precisione globale di più o meno una cifra (5 minuti di arco) con un conteggio totale di 12^{12} (4096 per una rivoluzione del trasformatore di controllo sincro).

Il convertitore è disponibile con svariati tipi di sincro o risolutori, oppure con uscite differenti di codificatore. Un trasformatore di comando sincro, di tipo standard, può essere ad esempio sostituito da un trasmettitore di comando, da un trasmettitore differenziale o da un risolutore, e il codificatore binario a traccia luminosa può essere sostituito da un dispositivo in codice Gray di 12 bit o da un dispositivo in codice per l'indicazione della quota. *(u. b.)*

a. n.

Amplificatori VHF e UHF per impianti centralizzati e individuali di TV

Amplificatore RF (VHF o UHF)

Triplo amplificatore miscelatore

Presentiamo alcuni tipi di amplificatori per VHF e UHF, costruiti dalla Società PRESTEL apparecchiature elettroniche di Milano (1).

Amplificatori singoli - Dimensioni Ø 80 x 60 mm - Lo stesso cavo di discesa serve ad alimentare i transistori.

Realizzati in robusti contenitori di nylon e completamente ermetici possono essere installati all'esterno, vicino al dipolo, consentendo di migliorare al massimo il rapporto segnale-disturbo, mandando al televisore un segnale forte e puro.
Possono essere resi « passanti » o « di linea » dissaldando da massa l'impedenza collegata al morsetto « entrata » e collegandola al +12 V.
Gli amplificatori vengono forniti già tarati. È indispensabile precisare sempre i canali richiesti.

TR2 UHF

2 transistori	
Guadagno	26 dB (20 volte)
Fattore di rumore	3÷5 Kto
Segnale massimo di entrata	< 7 mV
Tensione massima uscita	140 mV
Impedenza entrata uscita	75 Ω
Banda passante	8 MHz
Monocanale: bande	IV - V

TR2 VHF

2 transistori	
Guadagno	32 dB (40 volte)
Fattore di rumore	3÷5 Kto
Segnale massimo di entrata	<4 mV
Tensione massima uscita	140 mV
Impedenza entrata uscita	75 Ω
Banda passante	8 MHz
Monocanale: bande	I - II - III

TR1 UHF

1 transistore	
Guadagno	17 dB (7 volte)
Fattore di rumore	2÷4 Kto
Segnale massimo di entrata	<20 mV
Tensione massima uscita	140 mV
Impedenza entrata uscita	75 Ω
Banda passante	8 MHz
Monocanale: bande	IV - V

TR11/U

Uguali caratteristiche del mod. TR1 UHF con miscelatore incorporato VHF.

TR1 VHF

1 transistore	
Guadagno	16 dB (6 volte)
Fattore di rumore	2÷4 Kto
Segnale massimo di entrata	<25 mV
Tensione massima uscita	140 mV
Impedenza entrata uscita	75 Ω
Banda passante	8 MHz
Monocanale: bande	I - II - III

TR11/V

Uguali caratteristiche del mod. TR1 VHF con miscelatore incorporato UHF.

Amplificatori misti - Lo stesso cavo di discesa serve ad alimentare i transistori

TRU/V

2 transistori	**1 in UHF**
Guadagno	17 dB (7 volte)
Fattore di rumore	2÷4 Kto
Segnale massimo di entrata	<20 mV
Tensione massima uscita	140 mV
Impedenza entrata uscita	75 Ω
Banda passante	8 MHz
Monocanale: bande	IV - V

2 transistori	**1 in VHF**
Guadagno	16 dB (6 volte)
Fattore di rumore	2÷4 Kto
Segnale massimo di entrata	<25 mV
Tensione massima uscita	140 mV
Impedenza entrata uscita	75 Ω
Banda passante	8 MHz
Monocanale: bande	I - II - III

Triplo amplificatore miscelatore

Amplifica e miscela sino a 3 canali.

Si compone di 1 contenitore-Miscelatore MM e di 1, oppure 2, oppure 3 Amplificatori a Modulo MT2.
Dimensioni: mm 120x60x120.

(1) Per maggiori dettagli e per i prezzi, si consiglia di richiedere la documentazione completa alla Società PRESTEL, Corso Sempione 48, 20154 Milano.

Ludovico De Luca

La percezione dell'intensità acustica *

IV - Battimento e dissonanza

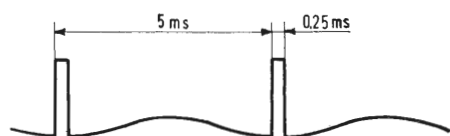



Fig. 1

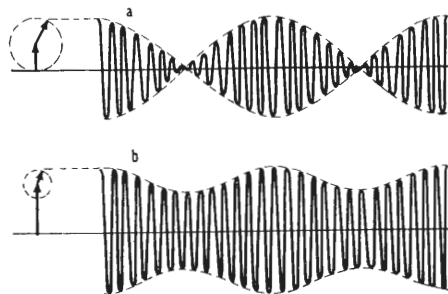



Fig. 2

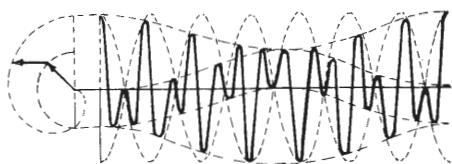



Fig. 3

1. - INTRODUZIONE

Nelle tre parti precedenti abbiamo iniziato una rassegna dei principali fenomeni legati all'intensità acustica, alcuni appartenenti al campo della neurologia, altri a quello della psicofisica. Tra questi abbiamo visto in particolare il mascheramento e la sensibilizzazione, consistenti rispettivamente nella diminuzione e nell'aumento dell'intensità che, in certe condizioni, si verificano quando più stimoli vengono applicati allo stesso soggetto.

In quest'ultima parte ci proponiamo di completare tale rassegna, con l'esame di altri due fenomeni, il battimento e la dissonanza, derivanti anch'essi (in generale) dall'applicazione di due o più stimoli acustici in uno stesso soggetto. Lo studio di entrambi questi fenomeni, specialmente del primo, può essere di notevole aiuto a'la comprensione del meccanismo della percezione uditiva.

2. - CASI DI BATTIMENTO

Innanzitutto è bene mettere in chiaro che il termine *battimento*, usato inizialmente in acustica dall'inglese T. Young al principio del secolo scorso, viene oggi impiegato anche nel campo elettronico, ma con un significato alquanto diverso. In elettronica, per cominciare, il battimento presuppone sempre la presenza di un elemento non lineare, necessario per rivelare lo inviluppo delle due oscillazioni sovrapposte o per eseguire il loro prodotto (come nei comuni radioricevitori a supereterodina); il risultato principale dell'operazione, inoltre, è un vero e proprio nuovo segnale, la cui frequenza è sempre uguale alla differenza tra le due frequenze di partenza, senza che siano richieste relazioni particolari tra le ampiezze dei due segnali e tanto meno tra le loro frequenze. Di queste caratteristiche, *nessuna* è applicabile in generale nel campo uditivo.

Nella percezione acustica di due o più segnali, il battimento consiste nella variazione lenta e periodica di una o più qualità della sensazione risultante nel soggetto. Le qualità di volta in volta interessate potrebbero già servire, quindi, per una prima classificazione dei casi di battimento. Un altro sistema di divisione, certamente più semplice, è quello basato sul numero dei segnali e sul tipo di applicazione al soggetto (monaurale o binaurale). Un terzo sistema, infine, potrebbe tener conto delle varie cause del battimento.

Come condizione comune a tutte le forme di battimento acustico si richiede che vi siano almeno due segnali contemporanei, che la variazione di qualità sia abbastanza lenta da poter essere *seguita* dal soggetto e che le tonalità dei vari segnali siano del medesimo tipo, cioè riconosciute dallo stesso sistema di percezione. L'esperimento dell'olandese J. F. Schouten (1938) sulle serie regolari d'impulsi, già visto a proposito della percezione tonale, dimostra per esempio la *completa assenza di battimento* tra un tono di 206 Hz e un segnale costituito da 200 impulsi al secondo, lunghi ciascuno 0,25 ms, la cui frequenza fondamentale sia stata interamente rimossa (fig. 1).

Limitandoci per semplicità ai segnali costituiti da toni singoli, nei vari tipi di battimento acustico intervengono, in diversa misura, le seguenti quattro cause:

1. la variazione d'*ampiezza* della somma tra più segnali, nel caso elementare in cui le loro frequenze siano quasi uguali, determina una corrispondente variazione d'intensità della sensazione.
2. La variazione del *mascheramento* di un segnale sull'altro, nel caso delle consonanze imperfette (quando cioè il rapporto tra le frequenze dei segnali è *quasi* uguale a un rapporto semplice), può determinare una variazione apprezzabile dell'intensità del segnale più debole.
3. La variazione della *forma d'onda* risultante dalla somma di più segnali, in certe condizioni, può determinare una variazione di struttura, ta'e da dar luogo a periodici cambiamenti sia del tipo che dell'altezza delle tonalità percepite.
4. La variazione dello *sfasamento binaurale*, infine, può determinare il periodico cambiamento di posizione dell'intera immagine acustica, o di una sua parte, nel quadro di presentazione. Il battimento viene quindi percepito, in questo caso, come variazione di una qualità accessoria del suono (posizione apparente della sorgente).

(*) segue dal n. 6, giugno 1969, pag. 270

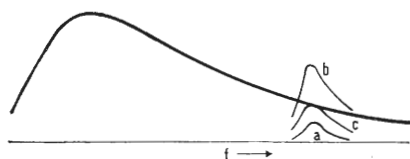



Fig. 4

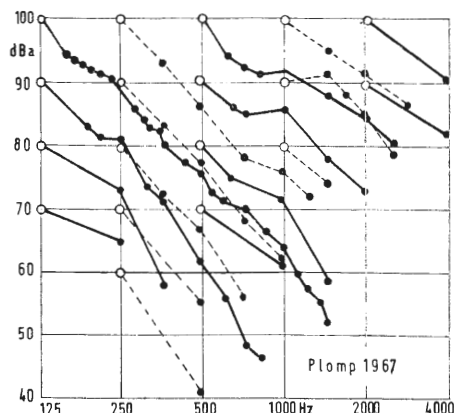



Fig. 5

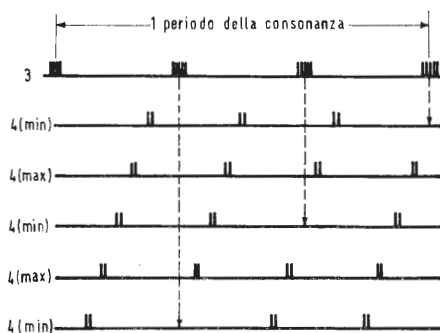



Fig. 6

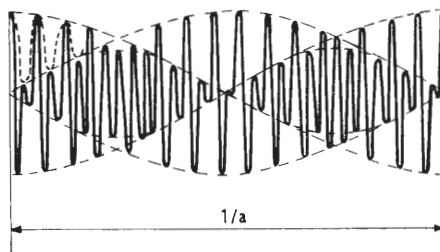



Fig. 7

3. - SOMMA DI DUE TONI

Nel battimento monaurale ottenuto con due toni singoli dobbiamo distinguere il caso in cui il rapporto tra le frequenze è quasi uguale a 1:1 dal caso in cui tale rapporto è quasi uguale a $m:n$, essendo m e n due numeri piccoli, interi, decrescenti e primi tra di loro.

In figura 2 sono indicate le forme d'onda risultanti nel primo caso; la curva a si riferisce a due toni di uguale ampiezza, la curva b a due toni d'ampiezza molto diversa. La prima forma d'onda corrisponde alla modulazione di una frequenza portante uguale alla media delle frequenze dei due toni, con una frequenza uguale alla metà della loro differenza. La frequenza della variazione d'ampiezza, alla quale avviene cioè il battimento, *in questo caso* è quindi uguale alla differenza delle frequenze dei due toni, per entrambe le forme d'onda indicate.

Riguardo al rapporto tra le ampiezze (o differenza di livello) dei due toni, è importante notare che esiste un limite oltre il quale il battimento non viene più percepito, perchè la variazione periodica è inferiore alla discriminazione di livello. Tale valore è di circa 1 dB e si ottiene quando la differenza di livello tra i due toni è oltre 20 dB. L'effetto massimo si ha invece, naturalmente, quando i due toni sono allo stesso livello.

Passando ora alle consonanze del tipo $m:n$, troviamo una situazione completamente diversa. In figura 3 possiamo vedere che la somma di due toni di uguale ampiezza e con un rapporto tra le frequenze vicino a 2:1, per esempio, non presenta una variazione della forma d'onda sufficiente a giustificare la comparsa dell'eventuale battimento. Ci conviene prendere quindi in esame le uscite neurali corrispondenti, in due distinte parti dell'orecchio interno, ai due toni applicati.

In figura 4 è indicato il diagramma di mascheramento per due toni di frequenza piuttosto diversa. Tenendo costante il livello del primo tono e variando il livello del secondo, possiamo avere i seguenti tre casi: il livello del secondo tono è talmente basso (curva a) che questo viene completamente mascherato dal primo, qualunque sia la fase tra i due segnali; il livello del secondo tono è abbastanza alto (curva b) per assicurarne la percezione con una intensità indipendente dalla fase; con livelli intermedi (curva c) il secondo tono viene mascherato in misura variabile con la fase tra i due segnali e allo stesso modo varia quindi la sua intensità. Il massimo effetto di battimento si ha quando il livello del tono più debole è di poco superiore al valore in cui si avrebbe mascheramento completo senza tener conto della fase, ovvero è tale da dar luogo al completo mascheramento soltanto quando si trova con la fase più favorevole al mascheramento stesso.

In figura 5 sono riportati i risultati delle prove dell'olandese R. Plomp (1967); i punti segnati nelle varie curve rappresentano la frequenza e il livello del tono più alto che danno luogo alla massima ampiezza del battimento, quando la frequenza e il livello del tono più basso hanno i valori corrispondenti all'estremo sinistro di ciascuna curva.

L'effetto del mascheramento parziale, indicato nel diagramma delle uscite neurali (fig. 6) per due toni con rapporto di frequenza 4:3, è quello di ridurre il numero degli impulsi corrispondenti al tono più debole, per una certa fase particolare tra i due segnali. Possiamo ritenere, per semplicità di disegno, che ciò accada esattamente quando una raffica del segnale più forte coincide con una raffica dell'altro segnale. Spostando lentamente la fase tra i due segnali, allora, il mascheramento aumenta quando si verificano queste coincidenze e diminuisce quando esse non possono verificarsi. Se questa lenta variazione di fase è dovuta alla differenza di a Hz che la frequenza di uno dei due toni ha rispetto al valore nominale della consonanza (con il quale le due serie di impulsi resterebbero costantemente agganciate in fase), è abbastanza chiaro che in ogni secondo il numero delle nuove coincidenze sarà dato da a volte il numero delle raffiche che l'*altra* serie presenta in un periodo della consonanza.

Tale risultato corrisponde del resto alla formula (forse meno nota di quella sulla resistenza elettrica) trovata nel 1839 dal tedesco G. S. Ohm per la frequenza b del battimento acustico, quando il rapporto tra le frequenze A e B dei due toni è quasi uguale al rapporto $m:n$ della consonanza:

$b = n\,A - m\,B$

nella quale se infatti si pone:

$A = m\,q + a$

$B = n\,q$

si ottiene subito:

$b = n\,(m\,q + a) - m\,n\,q = n\,a$

Quest'ultima espressione, valida anche per $n = 1$, ci permette di calcolare facilmente la frequenza di battimento in tutti i casi relativi a due toni.

4. - SOMMA DI TRE TONI

Nel 1878 l'inglese W. Thomson aveva notato che tre toni di frequenza quasi uguale a $(n - 1)\,q$, nq e $(n + 1)\,q$ danno luogo a un battimento molto più distinto di quello ottenuto con due toni, tanto da essere percepito facilmente anche quando viene diminuito di molto il livello dei tre segnali componenti.

Si tratta infatti di un fenomeno sostanzialmente diverso dal precedente; anzichè con il mascheramento, il cui

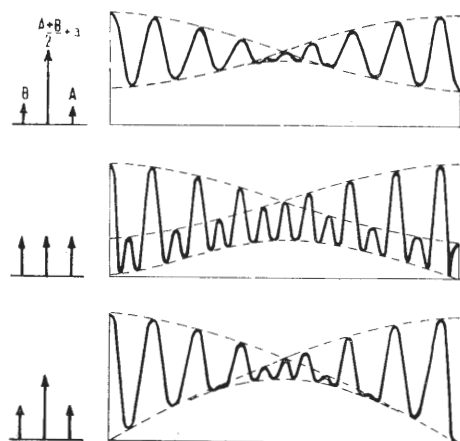



Fig. 8

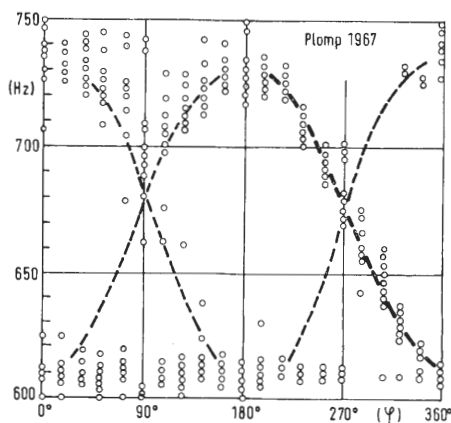



Fig. 9

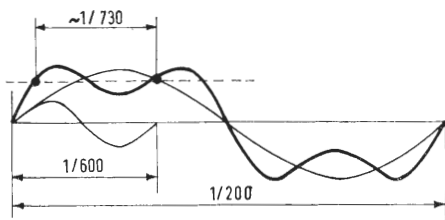



Fig. 10

effetto richiede che almeno uno dei due toni sia abbastanza forte, abbiamo a che fare qui con la forma d'onda del segnale complesso. In figura 7 è indicato genericamente l'andamento della forma d'onda di tale segnale, nel quale la frequenza del tono centrale è di *a* Hz più alta del valore nominale; si possono osservare 2 *a* variazioni dell'inviluppo al secondo.

In figura 8 è disegnato il solo *inviluppo*, per alcune diverse relazioni di ampiezza tra i toni che costituiscono il segnale complesso. Dai vari diagrammi risulta evidente una periodica variazione di ampiezza della componente necessaria alla percezione della tonalità di ripetizione *g*. Non si tratta, naturalmente, di una vera e propria componente sinusoidale presente nel segnale, ma della *rapida* variazione dell'inviluppo alla frequenza *g*, utile tanto all'estrazione della tonalità *g* quanto della tonalità *h*. Nella parte centrale dei diagrammi si può vedere che tale variazione *diminuisce d'ampiezza e sale di un'ottava*; nella sensazione prodotta la percentuale dovuta alla percezione del sistema *G* (o *H*) cambia quindi con la frequenza del battimento.

Le prove del tedesco Scheibler (1834) hanno dimostrato che un disaccordo di *a* Hz nella frequenza del tono più alto, oppure del tono più basso, produce *a* battimenti al secondo, mentre il disaccordo di *a* Hz sul tono centrale produce 2 *a* battimenti al secondo. Questo fatto si spiega facilmente pensando che lo spostamento *a* di un tono estremo equivale a cambiare di *a*/2 la distanza media fra i toni, spostando al tempo stesso di *a*/2 il tono centrale rispetto alla nuova posizione nominale.

5. - EFFETTO DELLA FASE

La variazione della forma d'onda può intervenire talvolta anche nella somma di due toni, con un effetto distinto da quello dovuto al mascheramento. La comparsa di toni soggettivi *inarmonici* nel battimento delle consonanze imperfette 3:1 e 5:1 era già stata osservata dal tedesco C. Stumpf nel 1910. Lo stesso problema è stato ripreso più tardi da J. Nordmark (1960 e 1963) e da Plomp (1967). Gli studi di quest'ultimo riguardano in particolare quel fenomeno in base al quale molti soggetti sono in grado di riconoscere il battimento tra i toni 200 e 601 Hz rispetto al battimento tra i toni 200 e 599 Hz. In entrambi i casi la frequenza del battimento risulta di 1 Hz; ma nel primo caso la variazione lenta dell'altezza tonale (del tipo a dente di sega) corrisponde a un aumento, mentre nel secondo caso a una diminuzione.

I risultati dell'esperimento di Plomp, eseguito variando per mezzo di un dispositivo elettronico la fase tra i due stimoli, sono riportati in figura 9. L'ordinata rappresenta la tonalità *più alta* percepita dai vari soggetti, mentre l'ascissa indica lo sfasamento (costante in ciascuna valutazione della tonalità) dell'onda del tono di 600 Hz rispetto al tono di 200 Hz. Notiamo subito che la tonalità del segnale di 600 Hz si alza di almeno 10 Hz. Questo primo particolare può essere spiegato con la presenza del tono di 200 Hz, *più forte*, il quale è in grado di rendere asimmetrica l'immagine acustica del tono a 600 Hz, spostando la posizione apparente del suo baricentro verso il punto relativo alla frequenza 610 Hz.

Il secondo particolare è la comparsa di una tonalità a 730 Hz circa; la sua origine diviene abbastanza comprensibile se si disegna la forma d'onda risultante dalla somma dei due toni. In figura 10 possiamo infatti osservare che, in certe condizioni di fase, esistono due periodi consecutivi di una frequenza dell'ordine di 730 Hz, sufficienti a far funzionare il sistema di percezione *F*3 per tale frequenza (inesistente); abbiamo infatti visto a suo tempo (esperimento di Small, 1963) che una serie di coppie di impulsi può dar luogo alla percezione di una tonalità pari all'inverso dell'intervallo tra gli impulsi entro le coppie.

Il terzo particolare, meno semplice da chiarire, è quello su cui si basa appunto la distinzione tra i due tipi di battimento; delle quattro curve teoriche per la variazione dell'altezza tonale tra 610 e 730 Hz, tratteggiate in figura 9, una risulta in pratica più riconoscibile delle altre; a seconda se lo sfasamento aumenta o diminuisce, la variazione lenta di altezza viene quindi percepita come una diminuzione o un aumento dell'altezza stessa.

L'esperimento di Plomp, nel suo insieme, appare di fondamentale importanza per la comprensione del meccanismo della percezione uditiva. Esso dimostra, tra l'altro, che anche quando viene percepita una falsa tonalità a una frequenza del tutto estranea (inarmonica) al segnale applicato, tale tonalità non provoca necessariamente un effetto di dissonanza nella sensazione risultante.

6. - BATTIMENTO BINAURALE

Applicando ai due orecchi di un soggetto toni di frequenza leggermente diversa, viene percepito un suono la cui posizione apparente si muove da un lato all'altro della testa, con una velocità pari alla differenza di frequenza dei due toni. Dato l'andamento lineare della variazione di fase, generalmente il soggetto ha l'impressione che la sorgente ruoti circolarmente, su un piano più o meno orizzontale, come attorno alla visiera di un berretto; ciò giustifica il termine di *tono rotante* che viene comunemente usato per indicare questo tipo di segnale.

Fig. 11

Tale fenomeno, che può essere considerato un caso di battimento binaurale, si manifesta specialmente quando le frequenze dei due toni si trovano nella parte centrale del campo di udibilità e la loro differenza è molto piccola. In un recente esperimento di Békésy (1963), ad esempio, le due frequenze sono state scelte uguali a 1000 e a 1000,3 Hz. Anche in questo tipo di battimento, come in quello di Plomp visto al paragrafo precedente, risulta possibile distinguere il *segno* della differenza tra le due frequenze; da esso dipende infatti, una volta fissati i collegamenti tra gli oscillatori e i due auricolari applicati al soggetto, il senso della rotazione apparente della sorgente.

Forse è opportuno notare che, a 1000 Hz, la serie degli impulsi trasmessi nelle singole fibre del nervo acustico (inferiore di parecchio a 1000 imp/sec) non può indicare la fase di ogni periodo dell'onda applicata in ciascun orecchio. Il confronto binaurale deve essere quindi eseguito mediante un numero ridotto d'impulsi. Supponendo ad esempio che in una fibra venga trasmesso mediamente un impulso ogni cinque periodi del tono, quest'impulso ha il 20 % di probabilità d'incontrarsi nel punto giusto con un impulso proveniente dall'orecchio opposto, entro il comparatore binaurale. Ciò equivale a dire che si hanno in media 40 confronti esatti al secondo. Un ulteriore miglioramento della localizzazione, comunque, si ottiene per mezzo dell'azione combinata di più fibre vicine del nervo acustico.

Negli altri casi di battimento binaurale, viene notata in generale la variazione periodica d'intensità dell'immagine acustica localizzata presso un orecchio, per effetto del tono applicato nell'orecchio opposto. Battimenti dovuti al mascheramento binaurale sono stati osservati anche in vari esperimenti con le consonanze imperfette, da quelli di S. P. Thompson (1881) con toni multipli di 256 Hz a quelli di W. R. Thurlow e L. F. Elfner (1959) già visti a proposito della percezione binaurale in genere. Dall'esperimento di Thurlow e S. Bernstein (1957), in particolare, risulta che la comparsa del battimento binaurale con toni del tipo m: 1 è facilitata quando entrambe le frequenze dei toni sono inferiori a 1000 Hz.

7. - TIPI DI DISSONANZA

La variazione delle qualità della sensazione non è limitata soltanto al battimento, ma interviene in diversi altri fenomeni acustici. Oltre alla variazione dovuta al *coro* di più sorgenti e alla variazione *caratteristica* di una sorgente singola, possiamo ricordare la variazione dovuta al tipo di *esecuzione,* ottenuta con la modulazione diretta di un solo segnale, che prende il nome di *tremolo* quando la modulazione agisce principalmente sull'ampiezza del segnale e quello di *vibrato* quando agisce principalmente sulla frequenza. Tutte queste variazioni hanno in genere un effetto gradevole per l'ascoltatore, specialmente se esse sono di entità limitata e avvengono con una frequenza vicina all'inverso del tempo d'integrazione degli impulsi neurali (corrispondente a circa 5 variazioni al secondo). Quando invece la variazione è troppo forte o troppo rapida, abbiamo in generale una *dissonanza.*

Il grado di disturbo avvertito dall'ascoltatore nei vari casi di dissonanza dipende da molti fattori, alcuni di natura acustica (livello di presentazione degli stimoli, sistema di percezione interessato, rapporto tra le frequenze e loro posizione nel campo di udibilità), altri di natura musicale (grado d'intonazione del soggetto, accordatura e caratteristiche degli strumenti impiegati, tipo di esecuzione e posizione della dissonanza nello svolgimento del brano). Cercheremo quindi di farci almeno un'idea sugli aspetti più importanti del fenomeno.

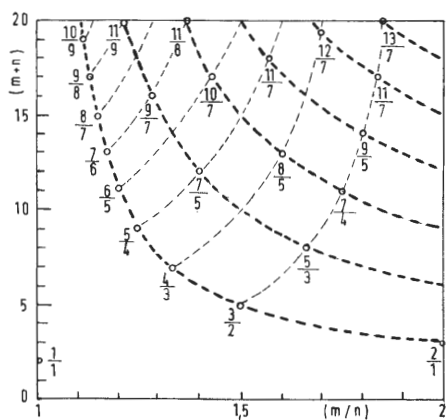
La dissonanza dovuta a eccessiva variazione dell'intensità, per cominciare, può risultare abbastanza chiara pensando all'analogo effetto che si nota nel campo visivo quando, tenendo costante la frequenza, viene *aumentato* il salto di luminosità sopra uno schermo (ad esempio togliendo la pellicola da un cineproiettore). Lo *sfarfallio* risultante dà un disturbo che è tanto più forte quanto è maggiore la variazione dell'intensità percepita; tale disturbo può venire quindi ridotto sia diminuendo la luminosità massima, sia aumentando quella minima (per mezzo di una seconda luce continua), sia allontanando la frequenza (in un senso o nell'altro) dal valore di massimo effetto (5 variazioni al secondo).

Anche per il secondo tipo di dissonanza, dovuto alle variazioni troppo rapide della sensazione acustica, può essere ugualmente utile il paragone con alcuni casi particolari di proiezione cinematografica. Finchè la scena sullo schermo varia con sufficiente lentezza, la visione avviene senza disturbo; l'equivalente acustico è una normale successione di percezioni uditive. Se invece i fotogrammi consecutivi sono troppo diversi tra di loro (come nelle riprese panoramiche veloci), il tempo per l'analisi visiva delle immagini risulta insufficiente e la visione si rivela fastidiosa; l'equivalente acustico è la dissonanza, dovuta alla variazione troppo rapida del segnale globale.

Se però supponiamo di fare in modo che i fotogrammi della pellicola, pur restando ciascuno molto diverso rispetto al precedente, si ripetano regolarmente dopo un numero limitato (ad esempio 3 o 4), il disturbo sparisce e l'osservatore vede semplicemen-

Fig. 12

Intervallo	1	2	3	4	5	6	7	8	(9)
Scala armonica maggiore	1	9/8	5/4	4/3	3/2	5/3	15/8	2	9/4
	9/8	10/9	16/15	9/8	10/9	9/8	16/15		
Scala armonica minore	9/8	16/15	10/9	9/8	16/15	9/8	10/9		
	1	9/8	6/5	4/3	3/2	8/5	9/5	2	9/4

Fig. 13

te una scena risultante da *più immagini sovrapposte* (che non possono, in generale, essere individuate una dall'altra). Da quest'ultimo esempio possiamo dedurre che per dar luogo alla dissonanza non basta che la variazione della sensazione acustica sia *rapida*, ma occorre anche che sia *irregolare*. Passiamo ora a un terzo tipo di dissonanza, avvertibile soltanto dai soggetti dotati di un certo grado di intonazione. Per distinguere facilmente questo tipo dai due precedenti, immaginiamo di eseguire un semplicissimo esperimento sulla tastiera di un pianoforte: partendo dal centro, abbassiamo due tasti adiacenti e procediamo poi, sempre abbassando due tasti alla volta e aumentando gradualmente la loro distanza, fino ai due estremi opposti. La dissonanza, che in tutti i soggetti è massima con i tasti adiacenti e minima con l'intervallo di ottava, dopo tale intervallo viene avvertita in modo diverso dai vari soggetti: per alcuni essa diminuisce rapidamente, in modo che *tutti* gli intervalli superiori a due o tre ottave sembrano ugualmente accettabili, mentre per altri la dissonanza riscontrata entro la prima ottava si ripete, sebbene attenuata, in ciascuna ottava successiva.

La dissonanza avvertita da entrambi i gruppi di soggetti è quella dovuta alla variazione rapida della sensazione acustica; la dissonanza notata soltanto dal secondo gruppo (più intonato) è quella musicale, risultante dalla posizione angolare (nel diagramma di Bachem visto a suo tempo) delle due tonalità percepite contemporaneamente. Essendo tale posizione angolare legata all'altezza tonale dello stimolo, anziché alla sua frequenza, è chiaro che quest'ultimo tipo di dissonanza non dipende direttamente dall'effettivo rapporto di frequenza esistente tra i segnali interessati.

8. - CONDIZIONI DI MINORE DISSONANZA

Da quanto abbiamo visto finora si potrebbe pensare che, tranne qualche raro caso, l'applicazione contemporanea di più stimoli acustici produca sempre una dissonanza. Ciò in pratica non avviene, per varie ragioni. La dissonanza manca completamente, intanto, in tutti i casi in cui gli stimoli sono costituiti da rumore, oppure interessano (come accade per il battimento) due sistemi di percezione diversi. In altri casi l'effetto della dissonanza è talmente ridotto da passare inosservato, o perchè la dissonanza è *breve*, oppure perchè interessa una parte *limitata* dell'intera sensazione acustica.

Quando però gli stimoli sono costituiti prevalentemente da toni e sono applicati a lungo, la dissonanza non viene più accettata dalla media dei soggetti, a meno che non siano soddisfatte altre condizioni particolari. La prima di queste si verifica quando le frequenze degli stimoli sono *molto* lontane una dall'altra e può essere quindi utilizzata soltanto per pochissimi stimoli contemporanei; la seconda, d'impiego più generale, si basa invece sull'insieme dei rapporti esistenti tra le frequenze dei vari stimoli.

Supponendo che il disturbo prodotto da ciascuna dissonanza elementare sia direttamente proporzionale alla somma dei due termini della frazione che esprime il rapporto delle due frequenze interessate, possiamo tracciare il diagramma del disturbo (fig. 11) per tutti i rapporti compresi in una ottava, la cui somma dei termini non supera 20. In figura 12 sono riportati i risultati sperimentali di G. F. Malmberg (1918) per alcuni rapporti particolari, ordinati rispetto all'ottava divisa in 12 intervalli uguali (semitoni).

Dalle due figure, abbastanza in accordo tra di loro, appare evidente che la dissonanza dei vari intervalli è massima verso entrambi gli estremi dell'ottava, mentre è molto bassa agli estremi stessi e in alcuni punti intermedi. Utilizzando opportunamente tali punti intermedi è quindi possibile addensare più immagini tonali in una zona ristretta del quadro di presentazione acustica, mantenendo ugualmente bassa la dissonanza risultante. Questo è precisamente il compito dell'*armonia*.

Per raggiungere tale scopo, il sistema musicale occidentale si è sviluppato su due serie di intervalli, raccolte in figura 13, *scelte in modo d'avere il massimo numero di rapporti semplici entro l'ottava*. Ciascuna serie permette in particolare tre accordi fondamentali molto semplici, che nella prima serie assumono la forma 4:5:6 e nella seconda la forma 10:12:15 (composta dai rapporti parziali 5:6 e 4:5).

I rapporti esistenti tra gli elementi degli accordi fondamentali, per la prima serie, sono espressi con maggiore evidenza nel diagramma in figura 14. Naturalmente tutti questi rapporti teorici vengono rispettati, nella pratica musicale, solo con una certa approssimazione (che difficilmente potrà essere migliore dell' 1 %, se si tiene conto della scala temperata e della tolleranza sull'accordatura degli strumenti e sulle singole esecuzioni). L'osservanza rigorosa dei valori teorici è anzi sconsigliabile, perchè darebbe luogo a un unico segnale coerente, nel quale si perderebbe così l'effetto del coro. Dato che tali rapporti si riferiscono alle frequenze effettive (e non alle altezze dei singoli suoni percepite separatamente), occorre infine tener presente che nel sistema *FO* l'altezza varia con il livello, mentre spesso esiste anche una differenza nella valutazione d'altezza (diplacusia) tra i due orecchi dello stesso soggetto, che può arrivare

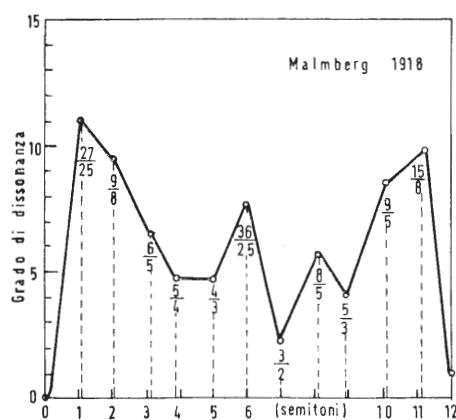
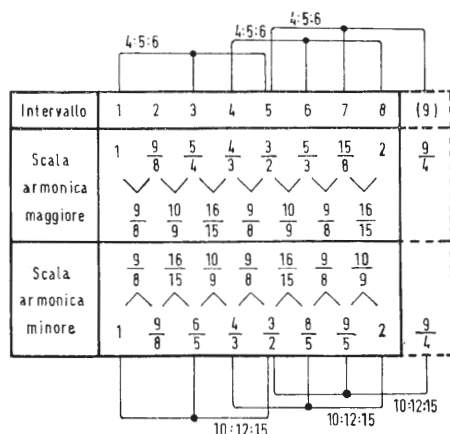
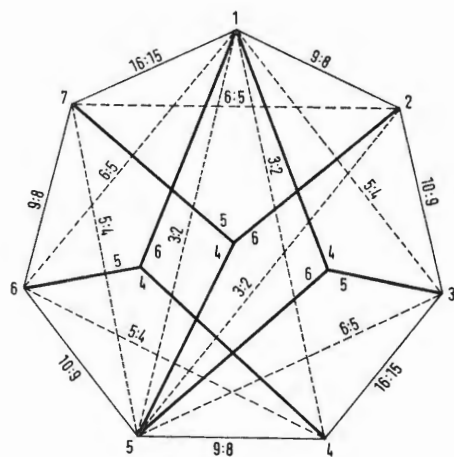



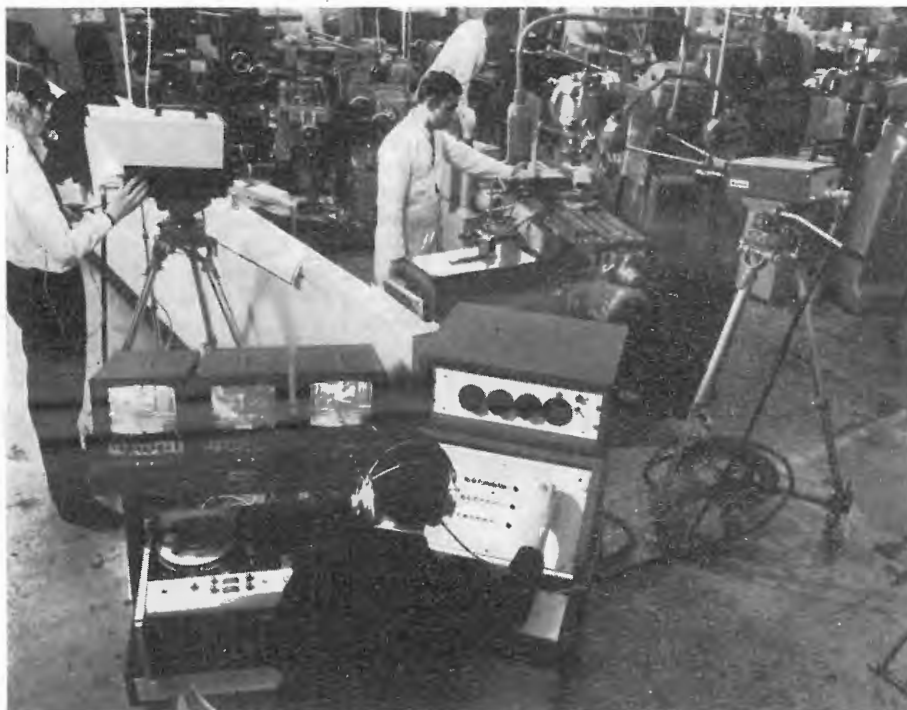
Fig. 14

a un semitono (analoga a quella, dello stesso ordine di grandezza, trovata sperimentalmente nel 1963 da W. D. Ward come effetto dell'affaticamento monaurale di soggetti normali). Di conseguenza, un intervallo teoricamente esatto per l'esecuzione *melodica* (un suono dopo l'altro) può essere sbagliato per l'esecuzione *armonica* (più suoni contemporanei) e viceversa.

A questo punto possiamo concludere la nostra rassegna dei fenomeni legati all'intensità acustica, con qualche altro paragone nel campo visivo. Ai livelli alti del segnale, sonoro o luminoso, l'effetto complessivo è chiaramente migliore quando la sensazione risulta formata da più immagini affiancate. Mentre però le immagini luminose possono essere avvicinate a piacere, ciò non è possibile per quelle acustiche (nella direzione delle frequenze), a causa della dissonanza.

All'estremo opposto della dinamica l'analogia tra i due tipi di percezione diviene ancora più evidente. Il livello più basso della sensazione, infatti, in nessuno dei due casi corrisponde all'assenza completa di stimoli. Il buio che vediamo chiudendo bene gli occhi, popolato dalle immagini dovute all'emissione spontanea dei rivelatori nella rètina, equivale al silenzio assoluto che si cerca di ottenere nelle camere acustiche di misura, adatto a tener fermo sul minimo l'indice del sonometro, ma tutt'altro che riposante per l'orecchio.

Anche ai valori più bassi dell'intensità, acustica e visiva, l'effetto migliora con la presenza di appositi stimoli esterni, distribuiti nel rispettivo quadro di presentazione. Come le immagini nitide e ferme delle stelle, sparse con vario livello per il campo visivo, lasciano vedere sul fondo una oscurità ben diversa da quella trovata a occhi chiusi, così le deboli voci e i rumori sparsi in un luogo aperto, dal canto lontano di un grillo al fruscio di una foglia, si raccolgono nitidi in altrettanti punti del quadro di presentazione acustica e danno una misura umana al silenzio.

Apparecchiatura di registrazione televisiva portatile per l'addestramento industriale

Un'apparecchiatura estremamente compatta per la registrazione televisiva, studiata da un fabbricante britannico sul concetto che dove può andare l'uomo può andare la televisione, è destinata a consentire la trasmissione dal vivo di un programma di istruzione tecnica industriale in partenza da qualsiasi punto. Essa consiste di due consolles: una con l'apparecchiatura di controllo del suono e visione, l'altra contenente un registratore video con tre monitor, due camere e due monitor per immagini. Il sistema è a costruzione modulare il che ne consente la facile dislocazione con possibilità di espansione a seconda delle necessità. Le sezioni possono essere alzate a mano e trasportate in un piccolo automezzo senza difficoltà.

L'apparecchiatura dovrebbe ridurre i costi industriali ed aumentare l'efficienza di un corso di addestramento. Bastano al funzionamento, che è automatico, soltanto due uomini anche non specializzati. (*a*)

(a cura dell'ing. Antonio Nicolich)

dott. ing. A. Longhi

Distorsione d'incrocio negli amplificatori di potenza a transistori*

Si esaminano le cause e gli effetti della distorsione d'incrocio o di «nodo» in uno stadio finale di un amplificatore di potenza.

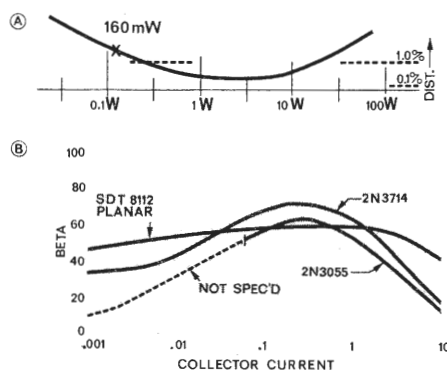



Fig. 1 - In (A) è indicata la distorsione tipica a basso livello, mentre (B) illustra la caduta di β a bassa corrente di alcuni dispositivi semiconduttori. I più scadenti del gruppo, i tipi di uscita 2N3055, sono stati usati largamente da molti costruttori.

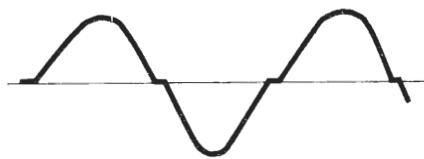



Fig. 2 - Distorsione di incrocio primario.

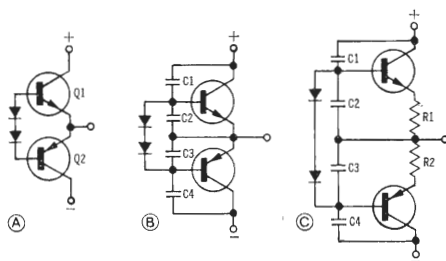



Fig. 3 - (A) Uscita a trasferitore di emettitore. (B) Capacità distribuite invisibili. (C) con resistenze di stabilizzazione della polarizzazione.

La distorsione d'incrocio negli amplificatori di potenza a transistori è stata rilevata oltre dieci anni fa. Nei primi tempi degli amplificatori dello stato solido, la distorsione si era manifestata come una riproduzione musicale secca e irritante. Misure di laboratorio hanno dimostrato che la distorsione è più forte ai bassi livelli di potenza rispetto a quella degli alti livelli di ascolto. Ciò appariva in contrasto con l'esperienza acquisita con gli amplificatori a tubi elettronici, per i quali si era assiomaticamente stabilito che la distorsione era tanto più bassa, quanto più bassa era la potenza in gioco. Questo tipo di distorsione appare come un trasporto non lineare di un segnale in prossimità dell'asse zero. Una difficoltà che assillava i progettisti di amplificatori di potenza fino a pochi anni fa, era dovuta ai dispositivi a transistori, che erano estremamente non lineari alle basse correnti di collettore. Questa non linearità può essere chiamata V_{be} e caduta di beta. Per es. in un dispositivo a monodiffusione come un 2N3055, la caratteristica specificata (v. fig. 1 B) tronca la curva di beta a 80 mA. Oggi sono disponibili dispositivi molto migliori. C'è un tipo non molto noto tra i prodotti per il pubblico dei consumatori, che pare attirare l'attenzione degli ingegneri progettisti, esso è il transistore di potenza planare a tripla diffusione. Questo è un dispositivo quasi lineare, ma il suo costo attuale è molto alto. Anche allo stato attuale, con esso si sono largamente risolti i primitivi problemi associati con la distorsione a basso livello di potenza negli amplificatori a transistori, con qualche eccezione solo qua e là.

La distorsione d'incrocio a nodo, d'altro canto, non ha a che fare con il livello di potenza di uscita, come invece spesso si ritiene. La distorsione d'incrocio primario (v. fig. 2) è dovuta all'impiego della classe B di funzionamento, dove la corrente di segnale non fluisce per una parte di ogni semionda nello stadio di potenza di uscita. In realtà, c'è un ritardo di tempo fra il periodo in cui un transistore è passante e un altro, in circuito controfase, è interdetto. Questo ritardo può essere corretto aumentando la corrente di polarizzazione, in modo che il tempo in conduzione di un transistore, è maggiore del tempo di interdizione dell'altro transistore, minimizzando così ogni discontinuità nel segnale. Ciò che molti tecnici non riescono a capire è che c'è un altro tipo di distorsione d'incrocio, la distorsione d'incrocio secondario! E questa pure contagia gli amplificatori di potenza dello stato solido. Mentre la distorsione di incrocio primario è il risultato di una perdita di segnale in un certo periodo di tempo, la distorsione d'incrocio secondario o distorsione di nodo non ha niente a che fare con l'assenza di segnale.

Piuttosto essa è il risultato di deficienze di commutazione congenite nei transistori, le quali creano transienti di commutazione. Esaminiamo dapprima la natura di questa distorsione secondaria, poi esamineremo alcuni moderni circuiti di uscita per comprendere in qual modo alcuni costruttori abbiano preso vie diverse per risolvere la difficoltà. (Alcuni tentativi per ridurla hanno avuto buon successo, ma nessuno di essi ha avuto successo pieno.)

1. - DISTORSIONE DI «NODO»

Se si fa un attento esame delle figure oscillografiche di distorsione di Lisajous generate da un amplificatore di potenza dello stato solido, si nota che ci sono solo due punte nelle forme d'onda quando è presente la distorsione primaria d'incrocio. Per contro, la distorsione secondaria di incrocio, o distorsione di nodo, generalmente presenta quattro punte nell'oscillogramma, due delle quali sono normalmente attenuate. E, mentre le punte nella distorsione d'incrocio primaria sono al centro dell'oscillogramma, i nodi della distorsione d'incrocio secondaria sono decisamente lontani dal centro della rappresentazione oscillografica.

La fig. 3A mostra un normale stadio di uscita a trasferitore di emettitore complementare ridotto agli elementi essenziali per semplicità. La fig. 3 B indica ciò che in realtà esiste in circuito, a motivo della capacità propria interna

(*) *Audio*, maggio 1969, pag. 26.

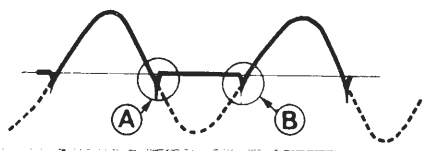



Fig. 4 - Oscillogrammi di corrente di Q_1 in fig. 3. Si noti che i nodi al bloccaggio (A) e allo sbloccaggio (B) sono notevolmente esagerati.

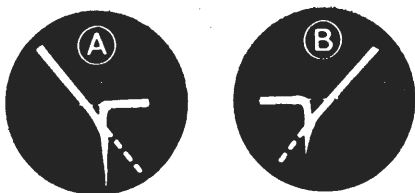



Fig. 5 - Nodi ingranditi, di bloccaggio (A) e di sbloccaggio (B).

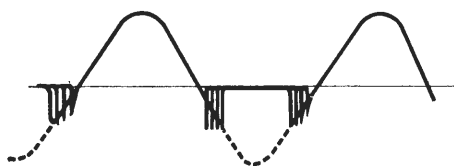



Fig. 6 - Effetto dell'aumento della polarizzazione (fortemente esaltato).

dei transistori. Poichè la distorsione d'incrocio è un fenomeno selettivo in frequenza, crescente al crescere della frequenza, deve essere provocato da qualche effetto reattivo. Si nota pure che, in fig. 3 C, si sono aggiunte resistenze nei circuiti di emettitore per stabilizzare la polarizzazione. Se non ci sono affatto induttanze in queste resistenze, si forma il peggiore incrocio a nodi.

La distorsione d'incrocio avviene qui a motivo che i 4 condensatori di fig. 3 C si caricano e si scaricano durante i semicicli alternativi del segnale. Come la frequenza aumenta, essi si caricano sempre più per la natura dell'effetto capacitivo. Quando il segnale pilota passa sui successivi semicicli, questi condensatori non si scaricano immediatamente, perchè essi sono già carichi in senso opposto. Quando il segnale pilota cambia polarità, il transistore non può divenire conduttivo immediatamente, perchè la carica inversa lo mantiene bloccato per un istante. La stessa cosa avviene nel passaggio all'interdizione, ma l'effetto è meno avvertibile, perchè la massima carica di C_2 o C_3 è limitata alla tensione fra base ed emettitore dei transistori di uscita. Ma C_1 e C_4 possono caricarsi al pieno valore della tensione dell'alimentatore, poichè un terminale è a massa attraverso l'alimentatore stesso. Inoltre, il tempo di accumulo caratteristico delle cariche dei transistori viene ad aggiungersi e complicare le cose, essendo il principale colpevole della generazione di gravi nodi al bloccaggio.

È quasi impossibile eliminare questi transitori di commutazione da uno stadio di uscita in classe B. Pure il problema non può essere risolto usando transistori di potenza per alta frequenza, perchè anch'essi hanno proprie capacità e tempi di accumulo e, come si è già trovato, la distorsione d'incrocio non è funzione della larghezza di banda.

Secondo quanto sopra stabilito, può esserci una discrepanza per il fatto che il transistore è ritenuto un commutatore perfetto (esclusi i FET di potenza, che sono a tutt'oggi di prezzo incredibilmente alto). Ogni tecnico sa che qualsiasi transistore, anche il più rapido, ha tempi di ritardo e di accumulo finiti, che peggiorano l'effetto capacitivo. Allora, i transistori *non* sono commutatori perfetti.

Guardando la fig. 4, si osserva la forma d'onda del transistore in alto in fig. 3. Questa forma d'onda è un'onda di corrente (non di tensione) ed è rappresentata con linea grossa. L'onda del transistore in basso in fig. 3, è rappresentata con linea tratteggiata. Una vista ingrandita della parte entro i cerchietti è rappresentata in fig. 5, in cui (A) rappresenta il passaggio all'interdizione e (B) il passaggio in conduzione. Si nota immediatamente che la punta di bloccaggio è molto più lunga della punta di sbloccaggio, rendendo conto di alcuni precedenti asserti. Queste figure sono relative allo stadio di uscita polarizzato oltre l'asse zero, che rappresenterebbe la classe A B, o ai bassi livelli la classe A. La fig. 6 indica ciò che avviene quando si aumenta ulteriormente la polarizzazione. In tutte le figure, i disegni dei nodi sono molto esagerati, per meglio mostrarne l'effetto. Ovviamente, se si aumenta a sufficienza la polarizzazione, si potrà eventualmente raggiungere la classe A. Ciò sarebbe completamente inutile, ma non si dubita che alcuni pensino che questa sia l'unica soluzione del problema.

E' interessante esaminare alcuni prodotti disponibili commercialmente per vedere che cosa si è fatto per risolvere le difficoltà. Il primo, e di gran lunga il più popolare, per ragioni economiche, è il vecchio circuito Lin, o secondo il suo nome più familiare, lo stadio di uscita quasi complementare.

Esso è riportato in fig. 7 con le relative capacità disegnate a tratti. La distorsione d'incrocio prodotta da questo tipo di stadio di uscita è indicata in fig. B. I grandi nodi sono provocati al bloccaggio, e quelli piccoli, allo sbloccaggio. Se si aumenta ulteriormente la polarizzazione, i grandi nodi diminuiscono e si spostano sempre più verso l'esterno dell'oscillogramma, mentre i piccoli nodi scompaiono. Diminuendo la polarizzazione, i grossi nodi aumentano e si spostano verso il centro dell'oscillogramma ed eventualmente si risolvono in distorsione d'incrocio primaria. Questo effetto può non essere sempre evidente, poiché la grandezza della potenza erogata attraverso la giunzione base-emettitore può variare notevolmente in funzione delle dimensioni della basetta del transistore stesso.

In altre parole, negli stadi finali di piccola potenza, nei quali si usa un solo trasferitore di emettitore in uscita, può esserci una piccola distorsione d'incrocio o non essercene affatto, anche se si aumenta la polarizzazione. Si è notato questo effetto in un caso in cui la distorsione d'incrocio primaria scompariva aumentando la polarizzazione e non c'era più distorsione secondaria d'incrocio. Ciò è stato attribuito solo al modesto numero di grosse giunzioni nello stadio di uscita.

Esaminando le figure di Lissajous, il contenuto di 2ª armonica appare evidente come in fig. 8(B). Ma i nodi possono raggiungere ovunque da cinque a dieci volte o anche più l'altezza della 2ª armonica. La 2ª armonica di 20 kHz e 40 kHz e le punte possono avere un contenuto di armoniche fino a 400 kHz e talvolta anche più di questo valore. Alcuni diranno che nessuno può udire queste frequenze così alte e che non è il caso di preoccuparsene.

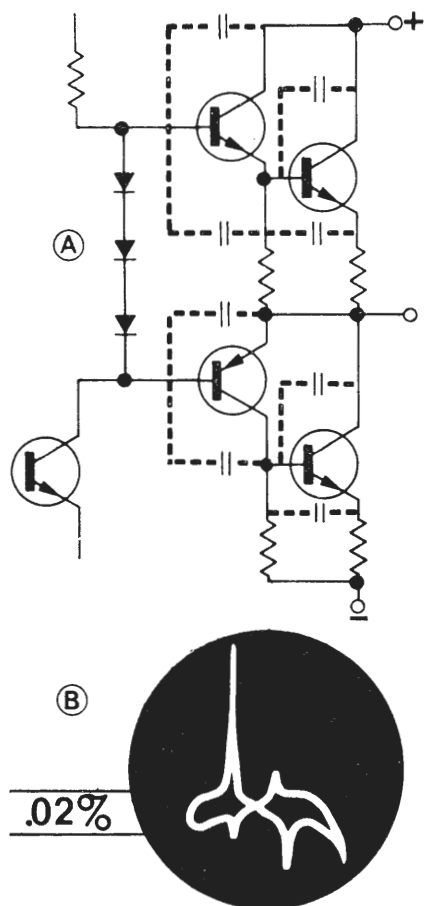



Fig. 7 - (A) Stadio di uscita quasi complementare con l'indicazione delle capacità distribuite.
(B) Oscillogramma tipico di distorsione prodotto da questo stadio.

Prove dimostrano che esse intervengono nell'audizione.

C'è inoltre un altro problema nell'effettuare le misure. Se l'analizzatore non è adatto a misure a larga banda, almeno fino a 1 MHz o similia, i nodi vengono molto attenuati, se pure non sono soppressi del tutto. Gli strumenti economici non sono in generale capaci di misure a larga banda come richiesto, e perciò non sono adatti. Tutte le misure per questo articolo sono state fatte con un analizzatore di distorsione Hewlett - Packard 331 A provvisto di filtri speciali e che ha una risposta conveniente fino a circa 4 MHz; si è pure usato un oscillografo a 50 MHz Fairchild 767 H. L'oscillatore impiegato era un apparecchio speciale avente una distorsione residua dello 0,02‰ in cifra tonda. Ritornando alla fig. 7 B, si può notare una differenza nelle altezze dei nodi, fra quella grande in alto e quella più piccola in basso. Ciò è dovuto alle diverse caratteristiche di trasferimento delle due metà dello stadio di uscita. Quella più sconveniente è indubbiamente la metà superiore, che contiene il doppio trasferitore di emettitore. Ciò avviene perchè al bloccaggio sono interessate due giunzioni, mentre ce n'è una sola nella metà in basso. Molti tecnici devono aver notato questa differenza e sono pervenuti a usare stadi di uscita completamente complementari per risolvere alcuni di questi problemi. Sarebbe interessante considerare due di questi circuiti, che sono già stati pubblicati in passato, ma non convenientemente spiegati.

2. - STADI FINALI COMMERCIALI

Il primo è il circuito JBLT di fig. 8(A). Lo stadio finale consta di tre trasferitori di emettitore in cascata. Il circuito è speciale sotto diversi aspetti. Ciò che è più diverso dal solito nel circuito è che i quattro transistori piloti, da Q_1 a Q_4 non si interdicono mai. Essi sono sempre conduttivi in entrambi i semicicli. Per la presenza di R_1 e R_2, la corrente scorre sempre nella stessa direzione. Solo gli stadi di uscita, Q_5 e Q_6, si bloccano a semicicli alterni. Ma, dato che i piloti non si bloccano mai, c'è una piccola carica delle capacità e perciò piccola distorsione d'incrocio. Ma ce ne sarà un poco, anche se piccola, e alla bassa frequenza di 200 Hz si noteranno alcuni nodi molto piccoli. Gli ingegneri della JBL hanno usato un artificio molto geniale introducendo le resistenze R_3 ed R_4 che, oltre al concorrere a stabilizzare la polarizzazione nelle condizioni di alte temperature, servono pure a neutralizzare il flusso di corrente inversa quando la linea di carico diviene un'ellisse. Prima di eseguire misure sul primo di molti di questi amplificatori, si era pensato che ci sarebbe stata distorsione di 3ª armonica, semplicemente osservando lo schema, piuttosto che di 2ª armonica. È stato sorprendente trovare che i prodotti di distorsione erano quasi tutti di 3ª armonica e a quasi tutte le frequenze. Questa previsione era stata fatta perché c'era una tripla funzione di trasferimento nello stadio di uscita, anziché una funzione di trasferimento doppia o singola. È stato estremamen-

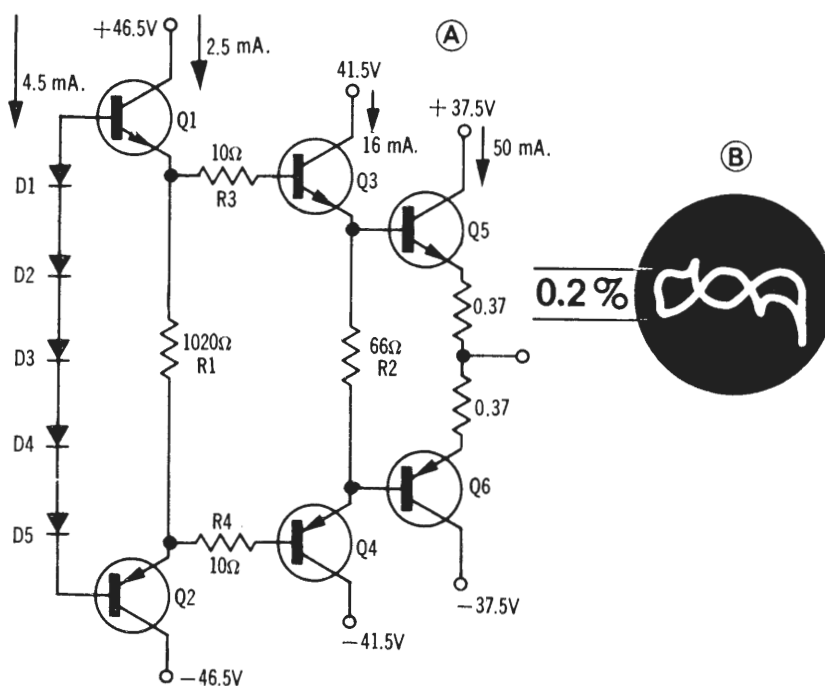



Fig. 8 - (A) Circuito equivalente dell'amplificatore JBL.
(B) Distorsione tipica prodotta (notare i nodi molto piccoli).

Fig. 9 - Circuito equivalente dello stadio di uscita dell'amplificatore Marantz 15.

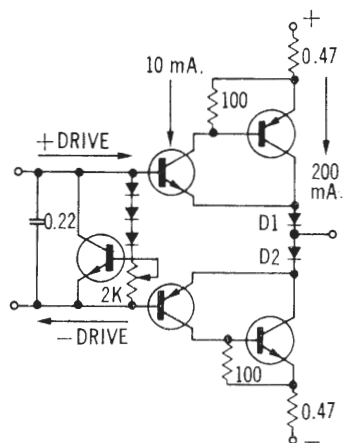
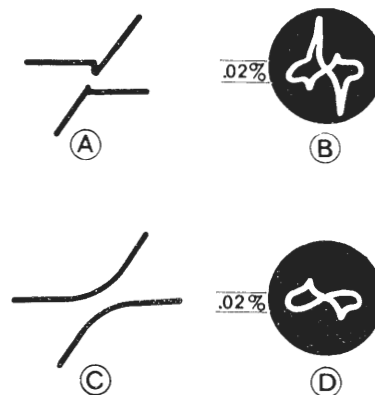



Fig. 10 - (A) Funzione di trasferimento e (B) figura di distorsione dell'amplificatore di fig. 9 senza i diodi D_1 e D_2, e funzione di trasferimento (C) e figura di distorsione (D) dell'amplificatore di fig. 9 con i diodi D_1 e D_2.

te difficile rilevare i nodi d'incrocio analizzando il JBL, solo perché essi erano inferiori al contenuto d'armoniche. Come hanno potuto molti tecnici della JBL affermare che dato che i nodi erano mascherati dai prodotti armonici non potessero esistere?

Un altro apparecchio, che si fonda su di un concetto di progetto totalmente diverso è il Marantz 15 riportato in fig. 9. Nel circuito Marantz, i diodi D_1 e D_2 hanno un compito importante nella riduzione della distorsione di incrocio. Il principio può essere meglio compreso se si osservano le caratteristiche di trasporto mostrare in (A) e (B) di fig. 10. La fig. 10 (A) indica la caratteristica di trasporto senza i diodi D_1 e D_2. Le caratteristiche di commutazione sono molto nette e brusche e la distorsione è indicata in (B).

La fig. 10 (C) mostra come si modifica la funzione di trasferimento quando si aggiungono i diodi D_1 e D_2, facendo le necessarie regolazioni della polarizzazione. In seguito alle fortissime capacità dei diodi di potenza in senso diretto alle alte frequenze, la funzione di trasferimento diviene molto smussata, molto più somigliante a quella di un triodo, anzichè a quella di un pentodo. I nodi d'incrocio sono molto più bassi della distorsione armonica. Questa simmetria con arrotondamento viene anche ottenuta perché tutta la corrente di uscita e tutta la tensione di uscita sono riportate indietro all'entrata entro il circuito di polarizzazione. Si noti che si è detto circuito di polarizzazione e non circuito di reazione.

Nell'amplificatore Marantz c'è anche un'altra differenza, che lo rende dissimile dalle altre unità reperite. Lo stadio di uscita è pilotato in corrente, anzichè in tensione come invece sono i circuiti JBL e Lin. Ciò è benefico nel senso che il pilotaggio in corrente deve essere simmetrico alle forti correnti, mentre il pilotaggio in tensione diviene molto non lineare. Ciò è superato nel circuito JBL usando un triplo trasferitore di emettitore, che aumenta fortemente il guadagno di potenza. Ma il pilotaggio di uno stadio finale non è l'oggetto di questo articolo. Tuttavia si potrebbe ammettere che tutta la distorsione provenga dallo stadio finale di un amplificatore, sebbene ciò può non essere sempre vero.

Nuovo distributore per la Motorola Semiconduttori

La Motorola Semiconduttori S.p.A. ha nominato distributore per l'Italia la CELDIS Italiana S.p.A. che ha sede in Milano in via Dario Papa 8/62, tel. 678477-680681-6887749, con decorrenza dal 1 giugno 1969.

La Celdis Italiana è una Società appartenente al gruppo Unitech, un'importante organizzazione britannica, la cui attività consiste nella distribuzione di prodotti elettronici.

La Celdis Limited è già da tempo, in Inghilterra, il distributore di prodotti Motorola e l'esperienza che la Motorola ha acquisito con questa Società è una sicura premessa per un successo nel nuovo rapporto di collaborazione in Italia.

La Celdis si può considerare una società « scientifica » della distribuzione nella quale il servizio al cliente viene elaborato ed ottimizzato con sistemi da calcolatore (la Celdis infatti è alla avanguardia nel Computer Control Inventory) in modo da poter garantire quel servizio rapido e quella celerità di informazioni, a un costo relativamente modesto, che sono elementi vitali nell'industria dei componenti elettronici ed, in particolare, in quella dei semiconduttori. *A.*

dott. ing. A. Banfi

Un pioniere dell'elettronica e la storia di un radar italiano

Dopo la creazione del diodo termoionico da parte del Fleming, usato come radiorivelatore e la sua successiva evoluzione in triodo da parte del De Forest, la tecnica del tubo elettronico impiegò una quindicina di anni per assumere un aspetto pratico commerciale in radiotecnica.

A ciò contribuì largamente lo sviluppo della tecnologia dell'alto vuoto, che ebbe come principale pioniere il Langmuir. Ma fu solo dopo il 1920 che anche l'Italia incominciò ad interessarsi della produzione dei tubi elettronici che venivano chiamati « valvole » in Inghilterra e « lampade » in Francia.

Fra i pionieri di questa nuovissima industria, possiamo annoverare l'ing. Agostino Del Vecchio che nel 1921, creò a Milano la prima fabbrica di valvole termoioniche.

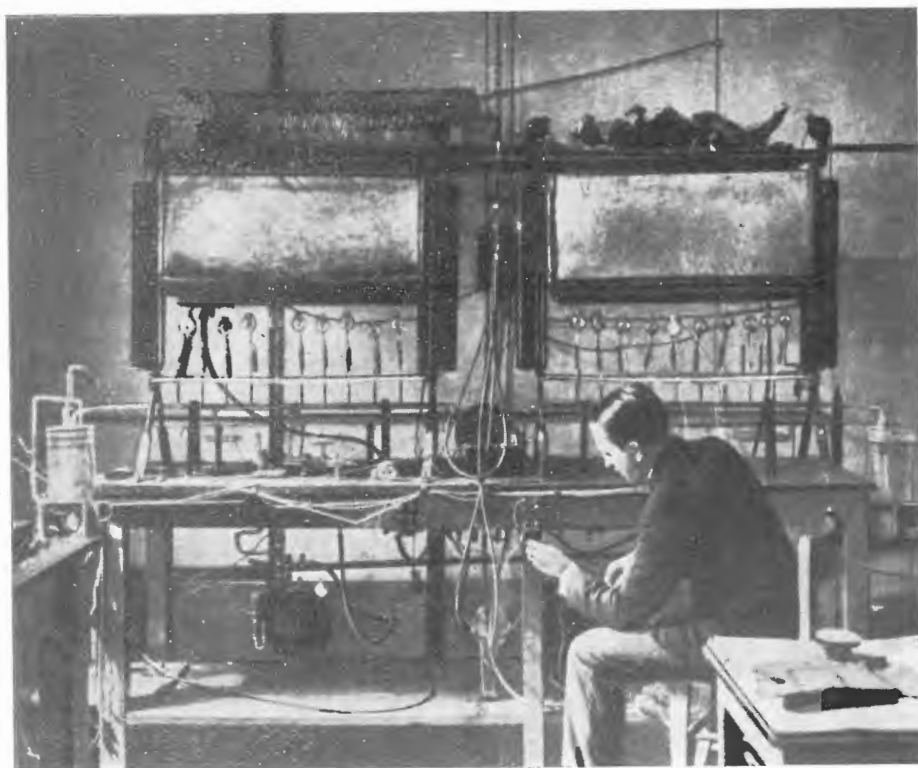
Le valvole Del Vecchio crearono a quell'epoca una forte concorrenza alla produzione francese e il Del Vecchio riuscì anche ad esportare l'80% della sua produzione dato che in Italia le valvole interessavano scarsamente.

Ma il nome dell'ing. Del Vecchio, estroso ricercatore e sperimentatore nel campo dei tubi elettronici, è legato, seppure indirettamente alla storia del radar, quale primo costruttore italiano del « magnetron », generatore di microonde.

È noto il principio di funzionamento del radar, il cui nome deriva dalla locuzione inglese: *RA*dio *D*etection *A*nd *R*anging.

Radar infatti può essere definito come l'arte di rivelare mediante radioechi la presenza di oggetti, e determinarne la loro localizzazione tramite la direzione e la distanza.

Ci si avvale di brevissimi impulsi di microonde la cui energia viene in parte riflessa dall'oggetto da localizzare:

La prima fabbrica di valvole elettroniche a Milano nel 1922. L'ing. Del Vecchio al lavoro.

L'ing. Agostino Del Vecchio nel 1938 col suo magnetron.

MINISTERO DELLE CORPORAZIONI

REGNO D'ITALIA

UFFICIO DELLA PROPRIETÀ INTELLETTUALE

DEL PRIMO ANNO
Milano L. 50.–
17/11/1938

Attestato di Privativa Industriale

ATTESTATO PER privativa principale

N. 369208
DI ATTESTATO

Questo Ufficio della proprietà intellettuale, nel Registro degli Attestati di privativa industriale, ha regolarmente inscritta la domanda di cui appresso, depositata coi documenti voluti dalla legge, per ottenere la relativa privativa:

Ufficio di deposito e numero del Registro generale: Pref.di Milano,reg.10467

Giorno, mese, anno e ora di deposito: 17 novembre 1938,ore 15.20

Depositante: Del Vecchio Agostino a Monza(Milano)

Titolo del trovato: Dispositivo per rivelare la presenza a distanza di corpi quali navi,aeroplani,anche se questi corpi sono invisibili causa l'oscurità della notte o della nebbia e per un certo grado anche vincendo la curvatura terrestre.

Numero, data e decorrenza della privativa principale: ///

Il richiedente ha anche dichiarato che, a norma delle Convenzioni internazionali vigenti, intende far valere, per le parti conformi al deposito italiano, il diritto di priorità derivante dal primo deposito di cui appresso:

(Estremi della domanda o del brevetto di primo deposito all'estero): ///

Il presente attestato, che viene rilasciato senza esame preliminare del merito e della novità dell'invenzione di cui trattasi, non garantisce che essa abbia i caratteri voluti dalla legge perchè la privativa sia valida ed efficace.

(Annotazioni speciali): ///

Roma, li 15 MAR 1939 Anno XVII

D.C.

IL DIRETTORE

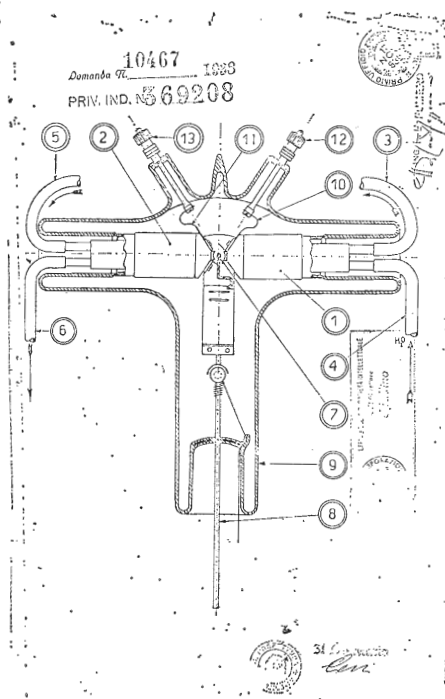
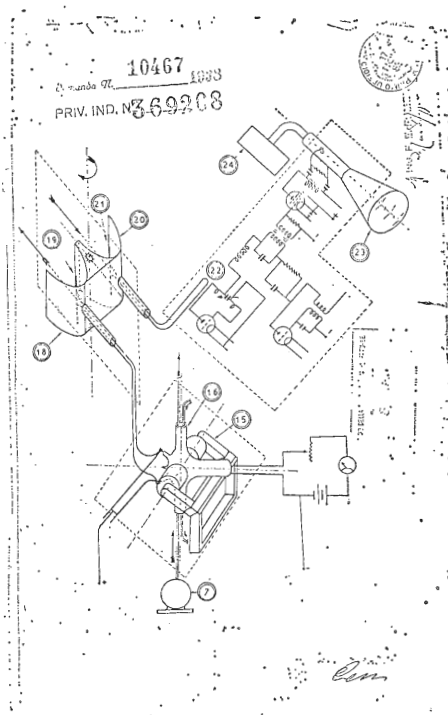
Il brevetto originale n. 369208 dell'ing. Del Vecchio, relativo al RADAR rilasciato nel 1939. A quell'epoca, né l'Inghilterra, né la Germania possedevano radar.

dal tempo di andata e ritorno dell'impulso si deduce la distanza dell'oggetto stesso.

È facile intuire che i radio-impulsi devono possedere una certa energia per poterne ottenere dei risultati apprezzabili. Ora, a quell'epoca non era facile realizzare generatori di microonde atti ad erogare potenze dell'ordine del megawatt ritenute necessarie per un radar efficiente. L'ing. Del Vecchio riuscì a costruire un « magnetron » raffreddato ad acqua, capace di erogare la potenza necessaria, il più potente allora disponibile.

La tecnica delle microonde durante la seconda guerra mondiale, in Italia, era alquanto sviluppata, poichè nei laboratori specializzati, in quelli militari ed universitari si lavorava con alacrità sull'argomento.

Fin dal 1936 l'Istituto Galileo Ferraris di Torino, l'Istituto Radio Elettrico della Marina di Livorno, l'Istituto del-

Dettagli del magnetron Del Vecchio, un disegno facente parte del brevetto n. 369208 del marzo 1939.

Rappresentazione schematica del RADAR Del Vecchio, in un disegno allegato al brevetto n. 369208 del marzo 1939.

le Trasmissioni di Roma e il Centro di Microonde di Torre Chiaruccia del Ministero delle Comunicazioni erano già in possesso dei magnetron Del Vecchio per generare microonde di cospicua potenza. Questi magnetron erano a raffreddamento ad acqua e generavano lunghezze d'onda dell'ordine di 12 centimetri. Erano costruiti a Milano fin dal 1936 e furono definiti da una commissione internazionale, che li vide funzionare all'Istituto Galileo Ferrari di Torino, i generatori di onde corte più potenti del mondo.

Ebbene questi magnetron potevano fin da quell'epoca essere impiegati per risolvere il problema del radar, tanto necessario alla difesa.

Più tardi, nel 1938, l'ing. Del Vecchio chiese e ottenne un brevetto per impiegare il magnetron nel radar e se si fosse realizzato questo apparecchio si sarebbe stati ancora in tempo per valersi di uno strumento atto a rivelare oggetti invisibili a distanza.

Però, sebbene questo ambito desiderio fosse nell'animo delle autorità preposte alla questione, ognuna di esse voleva riuscire separatamente dalle altre e prevalere senza comunque proporre una definitiva soluzione proprio per discuterla ed impiegarla.

Le autorità responsabili di fronte alla presentazione del brevetto che a leggerlo oggi è come leggere un recente manuale sul radar, si mostrarono fredde perchè quel brevetto forse portava un altro nome che non era quello di uno di loro.

E le cose sono passate così: i nostri sottomarini regolarmente ciechi e sordi non ritornavano alla base, i nostri convogli militari erano avvistati senza poter avvistare il nemico.

I protagonisti, per la maggior parte sono scomparsi, restano i documenti e le carte e qui vogliamo riprodurre l'illustrazione del brevetto italiano sul radar a mezzo di magnetron, richiesto dal Del Vecchio nel 1938, quattro anni prima che il magnetron fosse efficiente nell'armamento inglese. E così c'era ancora altro tempo per perfezionare il sistema, ma le autorità italiane, specialmente quelle dell'aeronautica si mostrarono sorde malgrado che per questo problema avessero ottenuto ingenti fondi dal governo.

Ora il magnetron Del Vecchio si trova nel Museo delle Forze Armate a Roma nel Museo della Marina e nel Museo della RAI.

Nel 1943 in Italia due ditte, la SAFAR e la MAGNETI MARELLI, si interessarono industrialmente per la costruzione sperimentale di apparecchiature radar per la Marina e l'Aeronautica, senza però giungere ad installazioni definitive e regolari.

Nello stesso anno la TELEFUNKEN tedesca produceva regolarmente dei radar impiegando però triodi in luogo del « magnetron ».

Nel 1942 l'Inghilterra installava già regolarmente il radar sulle sue navi.

A

Sig. E. Bignamini - Milano

D. A seguito dell'argomento « Relazione fra errore di fase dinamico, rapporto segnale/disturbo e larghezza di banda di rumore » discusso in questa rubrica (maggio 1969), desidererei una discussione in termini precisi del comportamento di un circuito di controllo automatico di fase (C.A.Ph.) nello stato sincronizzato.

R. 1. Supponiamo che il circuito sia sincronizzato in fase e in frequenza; si vuole determinare gli errori statico e dinamico di fase in funzione dei parametri del circuito stesso.
Tali parametri sono la sensibilità dello stadio a reattanza, cioè lo spostamento di frequenza in Hz dell'oscillatore prodotto dall'applicazione di 1 V al tubo a reattanza, solitamente designato con il simbolo β Hz/V; la sensibilità del rivelatore di fase, cioè la tensione di uscita del rivelatore di fase per lo sfasamento di 1 radiante fra i due segnali da confrontare solitamente indicato con il simbolo μ V/radiante; la tensione di uscita in funzione delle caratteristiche della tensione di entrata del filtro passa basso del circuito, che indicheremo con il simbolo $Y(\omega)$ per indicare che questo rapporto di tensioni è funzione della frequenza $f = \omega/2\pi$ dai segnali interessati.
Nella condizione di sincronismo, occorre considerare i piccoli valori degli errori statico e dinamico di fase, quando il segnale di uscita del rivelatore di fase è funzione praticamente lineare dell'angolo di fase θ. In verità, il comune tipo di rivelatore di fase fornisce una tensione di uscita proporzionale al seno dell'angolo, che rappresenta lo scostamento dai 90° della differenza di fase fra i segnali confrontati.
Allora, se un segnale è sen $(\omega_s t + \theta)$ e l'altro è sen $(\omega_s t + \varphi + 90°)$, l'uscita del rivelatore di fase è μ sen $(\theta - \varphi)$, ma se $(\theta - \varphi)$ è piccolo, è lecito confondere il seno all'arco, per cui:
$\mu \text{ sen } (\theta - \varphi) \cong \mu(\theta - \varphi)$,
dove $\omega_s = 2\pi f_s$ è la pulsazione di sincronismo.
2. *Errore statico di fase*
Se l'oscillatore è inizialmente disaccordato di Δf Hz, il tubo a reattanza richiede la tensione di entrata $\Delta f/\beta$ per compensare questo errore.
Poichè si tratta di un errore statico, la tensione di correzione è continua e la trasmissione del filtro passa basso è quindi il 100%, e la tensione di uscita del rivelatore di fase è $\Delta f/\beta$. Se la differenza di fase fra i segnali di uscita e di entrata è $\Delta\varphi_0$, rappresentante l'errore statico di fase, si ha:

$$\mu \text{ sen } \Delta\varphi_0 = \frac{\Delta f}{\beta} \cong \mu\, \Delta\varphi_0,$$

da cui

$$\Delta\varphi_0 = \frac{\Delta f}{\mu\beta} = \frac{\Delta f}{f_c},$$

dove $f_c = \mu\beta$ rappresenta il guadagno c.c. del circuito.
Si faccia attenzione al fatto strano che sebbene il guadagno f_c sia in c.c., viene misurato in Hz/radiante, perchè $\mu =$ = V/radiante e $\beta =$ Hz/V, per cui

$$\mu\beta = \frac{V}{rad} \cdot \frac{Hz}{V} = \frac{Hz}{rad}$$

L'errore statico di fase è dunque direttamente proporzionale all'errore di accordo iniziale e inversamente proporzionale al guadagno del circuito. Per un errore assegnato di dissintonia, è possibile ridurre l'errore statico di fase quanto si vuole, aumentando corrispondentemente f_c.
Circa l'errore dinamico di fase, le variazioni della fase di uscita dovute alle fluttuazioni disturbanti della fase di entrata, diventano importanti. (È questo il punto dolens del NTSC, superato brillantemente dai sistemi europei PAL e SECAM).
Per studiare questo problema conviene assumere la fase di entrata esente da disturbi data da una variazione sinoidale in funzione del tempo, e calcolare il valore della fase di uscita corrispondente alle diverse frequenze.
Si tratta di trovare la caratteristica di trasferimento di tensione di un filtro, tenendo presente che in questo caso interessano le variazioni dell'angolo di fase con la frequenza, invece delle variazioni di ampiezza della tensione.
Una volta calcolata la caratteristica di trasporto di fase del circuito, si può determinare la larghezza di banda equivalente di disturbo e quindi l'errore di fase dinamico.
3. *Rapporto di trasferimento di fase*
Ammettiamo che sia verificata la condizione che il circuito sia agganciato in frequenza e in fase e che la fase del segnale di entrata subisca la variazione $\Delta\theta$ all'istante t. Se la corrispondente variazione della fase del segnale di uscita è $\Delta\varphi$, la variazione dell'uscita del rivelatore di fase è $\mu(\Delta\theta - \Delta\varphi)$. La tensione di uscita del filtro del circuito è quindi $\mu(\Delta\theta - \Delta\varphi)Y(\omega)$, dove $Y(\omega)$, sopra introdotto, è il rapporto di trasferimento di tensione del filtro.
La tensione di uscita del circuito di regolazione provoca uno sfasamento uguale a $\mu(\Delta\theta - \Delta\varphi)\, Y(\omega)\, \beta$ Hz mediante il tubo a reattanza; ricordando che $\mu\beta = f_c$, lo sfasamento vale
$f_c(\Delta\theta - \Delta\varphi)\, Y(\omega)$ Hz,
oppure
$\omega_c(\Delta\theta - \Delta\varphi)\, Y(\omega)$ radianti/sec,
dove $\omega_c = 2\pi f_c$ e $\omega = 2\pi f$. Questo spostamento di fase deve essere uguale alla velocità di variazione della fase di uscita, poichè il circuito è agganciato in fase. Allora si può scrivere:

$$\omega_c(\Delta\theta - \Delta\varphi)\, Y(\omega) = \frac{d\,\Delta\varphi}{dt} = p\,\Delta\varphi$$

avendo introdotto il noto operatore p simbolo di derivata rispetto al tempo.
Ne consegue che

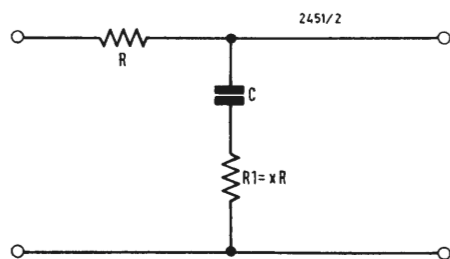



Fig. 1 - Filtro passa basso del circuito di C.A.Ph.

$$\Delta\theta = \Delta\varphi + \frac{p\,\Delta\varphi}{\omega_c\, Y(\omega)}$$

e risolvendo rispetto a $\Delta\varphi/\Delta\theta$:

$$\frac{\Delta\varphi}{\Delta\theta} = \frac{Y(\omega)}{Y(\omega) + p/\omega_c}$$

Nel caso di variazione sinoidale della fase di entrata, $p = j\omega$, perciò:

$$\frac{\Delta\varphi}{\Delta\theta} = \frac{Y(\omega)}{Y(\omega) + j\omega/\omega_c} = \frac{\text{valore della variazione della fase di uscita}}{\text{valore della variazione della fase di entrata}}$$

Indichiamo questo rapporto con $X(\omega)$ per ricordare che è funzione della frequenza alla quale si è verificata la variazione di fase. [Il simbolo $Q(\omega)$, spesso usato, per indicare questo rapporto, può generare confusione con il fattore Q di merito del circuito].

Con queste relazioni si può calcolare il rapporto di fase $X(\omega)$ in ogni singolo caso di circuito di C.A.Ph.

Sia il filtro passa basso del circuito come in figura 1, dove $x < 1$ rappresenta il rapporto $R_1 | R$. Il rapporto della tensione di uscita del filtro alla tensione di entrata dello stesso è

$$Y(\omega) = \frac{1 + j\omega x RC}{1 + j\omega(1 + x)RC}$$

Allora

$$X(\omega) = \frac{Y(\omega)}{Y(\omega) + j\omega/\omega_c} = \frac{1 + j\omega x RC}{[1 - \omega^2(1 + x)RC/\omega_c] + j\omega(xRC + 1/\omega_c)}$$

$$| X(\omega) |^2 = \frac{1 + \omega^2 x^2 (RC)^2}{[1 - \omega^2/\omega_0(1 + x)RC]^2 + \omega^2(xRC + 1/\omega_c)^2}$$

$$\frac{f_N}{2} = f_{NN} = \frac{\omega_c\left\{1 + [x^2 RC\omega_c/(1 + x)]\right\}}{4(1 + xRC\omega_c)}$$

Si tenga presente che $X(\omega)$ è un rapporto di fasi (di uscita a quella di entrata) e non un rapporto di tensioni. Si ricorda che l'espressione $X(\omega)$ sopra riportata è la stessa che rappresenta la caratteristica di trasferimento di tensione del circuito di fig. 2 avente una resistenza di valore $1/\omega_c C$ in serie con un'induttanza di valore $(1 + x)R/\omega_c$ nel ramo in alto, circuito equivalente per il calcolo del rapporto di trasferimento di fase del C.A.Ph.; quest'ultima osservazione è di aiuto in quanto il concetto di caratteristica di trasferimento di tensione è più familiare di quello di caratteristica di trasferimento di fase.

È importante osservare che l'espressione di $X(\omega)$ è funzione, oltre che della caratteristica $Y(\omega)$ del filtro, anche della costante circuitale ω_c. Mentre il filtro passa basso fa variare la tensione di uscita del rivelatore di fase, il valore di questa tensione influisce sensibilmente, insieme con la sensibilità dello stadio a reattanza, sulla fase di uscita (cioè la sensibilità del rivelatore di fase).

4. *Errore di fase dinamico*

Rispetto alle variazioni di fase, il circuito di C.A.Ph. si comporta analogamente a un filtro passa banda stretta accordato alla frequenza della subportante, quindi è possibile determinare la larghezza di banda equivalente di disturbo mediante quadratura della curva $X(\omega)$ e trovare la caratteristica rettangolare equivalente di uguale altezza e di uguale area, come si è già più di una volta riferito su queste colonne.

La forma della relazione $X(\omega)$ del filtro risponde ugualmente bene alle frequenze sopra e sotto la subportante, per cui la curva $| X(\omega) |^2$ corrisponde alla semilarghezza di banda nota con il simbolo $f_{NN} = f_N/2$. Ne consegue

$$f_N = 2f_{NN} = 2\int_0^\infty | X(\omega) |^2\, df = \int_0^\infty | X(\omega) |^2\, d\left(\frac{\omega}{2\pi}\right) = \frac{1}{2}\int_0^\infty | X(\omega) |^2\, d\omega$$

dove l'integrale è l'area sottesa dalla curva $| X(\omega) |^2$.

Ricordando l'espressione trovata più sopra per $X(\omega)$, si ha successivamente:

Si osservi che per un assegnato valore di ω_c, sono possibili due variabili per soddisfare questa relazione. Perciò, a parte la larghezza di banda di disturbo, si può esercitare un certo controllo sulla forma della curva $X(\omega)$ per evitare oscillazioni a catena imputabili a interferenze impulsive. Per studiare questo fatto, consideriamo la forma di $X(\omega)$ con l'uso dell'operatore p:

$$X(p) = \frac{1 + pxRC}{1 + p^2/\omega_c(1 + x)RC + p(xRC + 1/\omega_c)},$$

questa è l'espressione generale di $X(\omega)$, dove le quantità non è necessario che siano sinoidali; se tali grandezze sono sinoidali, $p = j\omega$.

Dette $\Delta\varphi$ la fase di uscita e $\Delta\theta$ la fase di entrata, si ha:

$$\frac{\Delta\varphi}{\Delta\theta} = X(p) \quad \text{ossia} \quad \frac{1}{X(p)}\Delta\varphi = \Delta\theta$$

La funzione complementare di questa equazione differenziale è $1/X(p) = 0$, cioè

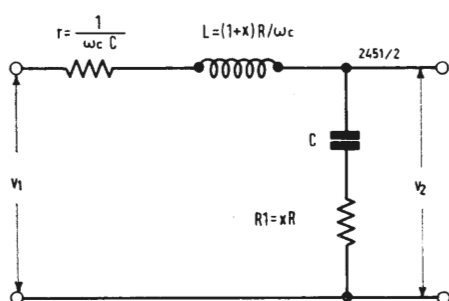



Fig. 2 - Circuito equivalente per il calcolo del rapporto di trasferimento di fase del circuito di C.A.Ph.

$$1 + \frac{p^2}{\omega_c}(1 + x)RC + p\left(xRC + \frac{1}{\omega_c}\right) = 0$$

$$(1 + x)RCp^2 + (1 + xRC\omega_c)p + \omega_c = 0$$

È questa un'equazione differenziale del

$$f_{NN} \cong \frac{1 + 4K}{4xRC}\ ; \qquad xRC \cong \frac{K + 1/4}{f_{NN}}\ ; \qquad x^2RC \cong \frac{4K}{\omega_c}$$

2° ordine in p; risolvendo questa, la quantità sotto radice quadrata è
$(1 + xRC\omega_c)^2 - 4(1 + x)RC\omega_c$
Definendo il fattore K di smorzamento con la relazione

$$K = \frac{(1 + xRC\omega_c)^2}{4(1 + x)RC\omega_c}$$

se $K > 1$, la quantità sotto il segno di radice quadrata è positiva, si ha sovrasmorzamento;
se $K < 1$, detta quantità è negativa, si hanno oscillazioni ad anello;
se $K = 1$, lo smorzamento è critico e si ottengono in pratica quasi le condizioni di optimum.
Avendo scelto ω_c in modo che l'errore statico di fase è contenuto nei limiti imposti per un dato errore di accordo, x e RC possono essere scelti in modo da ottenere la richiesta larghezza di banda di disturbo. Siccome x e RC possono essere scelti indipendentemente l'uno dall'altro, c'è il mezzo di esercitare un certo controllo sulla forma della curva $X(\omega)$.
In pratica, interessano valori di $x \ll 1$ e di $xRC \gg 1$, per cui:

$$f_{NN} \cong \frac{\omega_c(1 + x^2RC\omega_c)}{4xRC\omega_c} = \frac{1}{4xRC} + \frac{x\omega_c}{4},$$

$$K \cong \frac{(xRC\omega_0)^2}{4RC\omega_c} = \frac{x^2RC\omega_c}{4}$$

Successivamente, si ha subito:

Ma

$$\frac{x^2RC}{xRC} = x \cong \frac{4K\,f_{NN}}{\omega_c(K + 1/4)}$$

e

$$RC = \frac{1}{x}\,xRC \cong \frac{\omega_c(K + 1/4)^2}{4K\,f_{NN}^2}\ ;$$

allora x e RC si possono calcolare per una data larghezza di banda di disturbo e per assegnati valori di ω_c (che determina lo sfasamento statico per una data dissintonia) e K (che determina la forma della curva di risposta).
Si noti che poichè

$$f_{NN} = \frac{1}{4xRC} + \frac{x\omega_c}{4}$$

si può trovare un valore di x, che rende minimo f_{NN}; tale valore $x_{\min}$ è

$$x_{\min} = \frac{1}{\sqrt{\omega_c RC}}\ ;$$

in questo caso, il valore di K (fattore di smorzamento) per la minima larghezza di banda di disturbo, è

$$K_{\min} = \frac{x^2_{\min}\omega_c RC}{4} = \frac{1}{4}$$

Il minimo valore di f_{NN} è allora dato da

$$f_{NN\,\min} = \frac{2}{4x_{\min}RC} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\omega_c}{RC}}$$

È consigliabile adottare valori di K intorno a 1 per evitare inneschi a catena in seguito a interferenze del tipo a impulsi.

0969 - Sig. Morelli G. - Villanova di Bagnacavallo (Ravenna)

D. Sul N. 6 del 1967 alla voce « Applicazioni pratiche » si accenna ad un detartarizzatore elettronico di acqua nel quale si usa un tubo a gas ZA 1005 il quale pilota un thyristor. Poichè l'argomento mi interessa, gradirei conoscere qualche cosa in più (tensioni, frequenza di funzionamento, ecc.).

R. L'articolo da noi pubblicato sul N. 6/67 ci sembra già assai circostanziato e riporta i dati di tensioni e frequenza (v. per es., p. 267, 2ª metà della 2ª colonna). Comunque abbiamo riprodotto fedelmente tutto ciò che è detto nell'articolo originale di R. Roublot, articolo apparso sul N. 97, ottobre 1966 della rivista « Électronique industrielle » da pag. 583 a 587.
Non siamo in possesso di ulteriori elementi, per cui possiamo solo fornirLe l'indirizzo di detta rivista affinchè La metta in comunicazione con l'autore Sig. Roublot, Électronique industrielle, 42 Rue Jacob - Paris 6e. *(a.f.)*

0970 - Sig. Molfese G. - Caserta

D. Sono in possesso di un registratore transistorizzato della CROWN RADIO CORPORATION il cui nome è: « CROWNCORDER » modello CTR-3000.
Ho scritto alla Crown di New York per ottenere lo schema elettrico e le caratteristiche delle testine usate dal registratore, ma invano.
Chiedo se quelle testine originali si trovano in Italia e dove, o se ne esistono delle equivalenti.

R. Purtroppo in Italia non esiste un rappresentante o distributore della Crown. Tale ditta fa capo a: Niles Christensen - Export Representative 382 Springfeld Ave. Summit, New Jersey 07901.
L'indirizzo della Società Crown è il seguente: Crown International, Box 1000, Dept. A-8 - Elkart, Indiana 46514.
Le consigliamo di rivolgersi direttamente ai due indirizzi su riferiti. *(a.f.)*

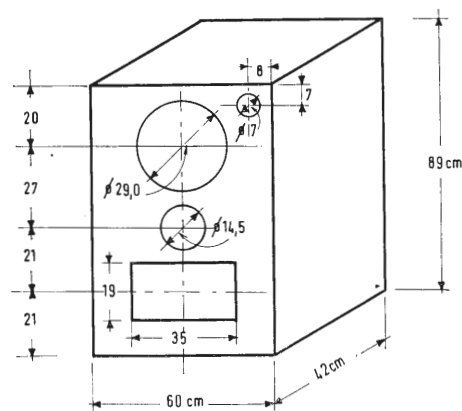



Fig. 1/0972

0971 - Sig. Zarra F. - Bari

D. Prego fornirmi notizie relative al « Preamplificatore - Amplificatore Cosmos III » pubblicato sul numero 11/1967.

Alimentatore

1) Che tensione secondaria a vuoto deve avere il trasformatore?

2) Che assorbimento a pieno carico ha il secondario del trasformatore?

3) Quale dev'essere la sezione dell'avvolgimento secondario?

4) Di quanti watt dev'essere la resistenza di 470 ohm?

Prove e messa a punto

1) Le tensioni di 35 + 2 Volt che nella prima operazione di equilibratura è detto di misurare tra i punti: *A*— e *B*+ sono due le tensioni da leggere, cioè: 35 Volt e 2 Volt? Se le tensioni sono due, oltre ai punti *A*—e *B*+ quali sono gli altri due punti onde poter misurare le tensioni anzidette?

Per la equilibratura è detto che per ottenere le tensioni di 35 + 2 Volt occorre variare la resistenza di 56 kilohm disposta tra i terminali 61 e 62 (non tra i terminali 59 e 60 come detto nell'articolo) non è il caso allora di usare una resistenza potenziometrica?

2) Alla seconda operazione di equilibratura è detto di misurare la tensione per i punti *A*+ e *C*— e la tensione da leggere deve essere di 35 + 2 Volt. Anche in questo caso se le tensioni da leggere sono due: 35 Volt e 2 Volt oltre ai punti *A*+ e *C*— quali sono gli altri due punti?

Per l'equilibratura si deve variare, come detto al punto 1), la stessa resistenza di 56 kilohm, ma variando questa resistenza non si viene a variare la tensione già equilibrata, cioè quella ottenuta con la prima operazione di equilibratura?

Al termine della 2ª operazione di equilibratura è detto: « Queste tensioni vengono equilibrate dalla resistenza disposta tra i terminali 59 e 60, le due tensioni devono essere uguali entro ± 2 Volt ». Non ho capito quali sono le due tensioni che devono variare di ± 2 Volt. Potreste darmi delle delucidazioni in merito?

3) La resistenza di 47 ohm disposta tra i terminali 63 e 64, dato che per l'equilibratura si deve variare, è il caso che anche questa sia del tipo potenziometrico?

Quale valore massimo potrebbe avere tale resistenza?

R. Alimentatore. - Non siamo in possesso dei dati da Lei richiesti circa l'alimentatore del Cosmos III. Essi non sono stati resi noti dal costruttore.

Tuttavia dall'esame dello schema si può arguire quanto segue:

a) Tensione secondaria a vuoto del trasformatore di alimentazione 70 V_{eff};

b) Corrente secondaria 1,1 A circa;

c) Filo rame smaltato ⌀ 0,7 mm per l'avvolgimento del secondario A.T.;

d) La potenza del trasformatore di alimentazione si aggira sui 100 W, tenuto conto del suo scarso rendimento.

Consigliamo di costruire il secondario A.T. con prese a 60, 70 e 80 V_{eff}, al fine di determinare sperimentalmente la tensione più conveniente. Se gli 80 V dessero una tensione continua a pieno carico superiore a 90 V all'elettrolitico 1000 μF, e i 70 V non bastassero, si potrebbe usare la presa 80 V e disporre una resistenza in serie di caduta determinabile con un potenziometro d'alto carico;

e) Trattandosi di un alimentatore stabilizzato in serie, la resistenza 470 Ω può essere da 1 W.

1) Le tensioni —35 +2 V (punti —*A* e —*C*) non sono formate da due valori; il +2 V deve considerarsi come tolleranza in + (—35 + 2 = —33 V), infatti la somma (tensione fra +*B* e —*C*) non può superare —68 V di alimentazione; con le tolleranze di +2 V, tale tensione risulta al minimo —33 × 2 = = —66 V.

Per l'equilibratura, al posto della resistenza 56 kΩ, si può usare un potenziometro variabile di circa 1/3 in più e in meno rispetto a questo valore, diciamo tra 45 e 75 kΩ. Trovato il valore esatto, sarà bene togliere il potenziometro e sostituirlo con una resistenza uguale a quella ottima misurata sul cursore.

2) Per la tensione —35 + 2 V, vedi punto 2). La resistenza da variare per la 2ª equilibratura è la 8,2 kΩ disposta tra i terminali 59 e 60. Ammettiamo che il testo non è chiaro; le due resistenze 56 kΩ e 8,2 kΩ influiscono entrambe sulle due tensioni da equilibrare, quindi vanno regolate contemporaneamente fino a ottenere entrambe le equilibrature (analogamente alle regolazioni di luminosità e contrasto nei televisori).

Le due tensioni, che devono risultare eguali entro ± 2 V a equilibrature ultimate, sono quella tra +*B* e —*A* e quella tra +*A* e —*C*.

3) Anche la resistenza 47 Ω tra i punti 63 e 64 può essere sostituita da un potenziometro di 25 ÷ 75 Ω, con l'avvertenza di rimpiazzarlo con una resistenza fissa avente il valore ottimo determinato durante la taratura. Se il valore così ottenuto non fosse normale, bisognerà ottenerlo disponendo varie resistenze in parallelo-serie.

Le forniamo l'indirizzo della rivista francese « le Haut-Parleur » dalla quale abbiamo dedotto la descrizione del Cosmos III, nel caso in cui Ella voglia rivolgersi alla fonte per ulteriori e più precisi dati: HAUT-PARLEUR, 142 rue Montmartre, Paris 2e. *(a.f.)*

0972 - Sig. Giuseppe C. - Venezia

D. Sono in possesso di tre altoparlanti aventi i seguenti dati: ⌀ 290, R 3,5 Ω; ⌀ 145, R 3 Ω; ⌀ 70, R 3 Ω; vorrei avere le dimensioni e le caratteristiche costruttive di una adeguata cassa armonica e il valore di *LC* per il filtro necessario al loro collegamento. Inoltre volendo costruire un amplificatore, da collegare con sintonizzatore e giradischi, vorrei sapere quale dovrebbe essere la sua potenza utilizzando i suddetti altoparlanti. La pregherei, se le fosse possibile, di inviarmi lo schema del radioricevitore a transistori della OBR tipo MEXICO.

R. Le alleghiamo lo schizzo di un contenitore bass-reflex adatto ai suoi altoparlanti. Si raccomanda di curare particolarmente la costruzione della cassa, che non deve presentare nessuna sconnessione. Date le notevoli dimensioni, sarà opportuno deporre listelli diagonali di rinforzo sui due fianchi e listelli a sezione triangolare nelle connessioni delle due pareti laterali con il fondo e il tetto del mobile.

Alleghiamo pure lo schema elettrico con i valori di *L*, *C* per un doppio filtro con attenuazione 12 dB per ottava, a due incroci (350 Hz e 5 kHz) per le impedenze di 3,5 Ω e 3 Ω di tutti gli altoparlanti.

Siamo spiacenti di non essere in possesso dello schema del ricevitore MEXICO.

Dimensioni interne in centimetri legno duro spessore in 20 mm. Pareti con innesto a coda di rondine, incollate e avvitate.

Materiale assorbente acustico (lana di roccia) spessore 50 mm su tutte le pareti, salvo il pannello anteriore recante gli altoparlanti. La parete posteriore deve essere asportabile (fissata con viti) per consentire l'accessibilità e il passaggio dei cavi. *(a.f.)*

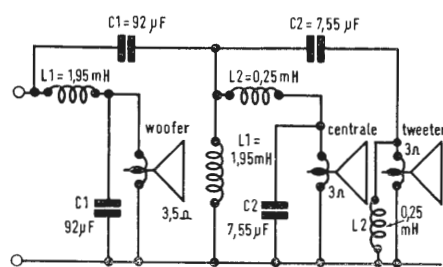



Fig. 2/0972

0973 - Sig. Squassabia C. - Mantova

D. Sono interessato alla costruzione dell'amplificatore HI-FI, apparso sul N. 7 della Vs. Rivista. Da un sommario esame dello schema relativo, tuttavia, mi pare che sia stato commesso un errore di carattere sicuramente tipografico. La controreazione di equalizzazione, infatti, parte dal collettore del Q_2 del preamplificatore per finire sui due capi estremi della R_9. Prego pertanto la Vs. cortesia di volermi indicare:

1) la esatta connessione della rete di controreazione, che dovrebbe collegarsi direttamente all'emettitore di Q_1;
2) eventuali altri errori (anche per l'amplificatore di BF) che, nel contempo, fossero venuti alla luce;
3) se i transistori debbono essere scelti con particolari caratteristiche;
4) se le resistenze sono tutte da 1/2 Watt e se si possono usare anche da 1/4 di Watt, dato che se ne trovano facilmente — almeno qui a Mantova — di tipo professionale.

Intendendo inoltre applicare all'apparato anche un registratore Philips mod. N4408, prego di indicare i punti di entrata e di uscita per registratore.

R. 1) In fig. 1 a pag. 296 del N. 7/68 de *l'antenna* deve essere cancellato il tratto, che collega il nodo di R_8 e R_9 con il punto comune delle reti di controreazione; si tratta di una evidente svista del disegnatore, infatti nel disegno in oggetto la R_9 risulta in cortocircuito.

2) Ci risulta che la S.G.S. abbia in seguito apportato qualche variante ai circuiti del preamplificatore e dell'amplificatore, varianti che però non ci sono state comunicate. Ella dovrebbe perciò rivolgersi direttamente al signor R. Toscani della S.G.S.

Aggiungiamo il valore 47 k, 1/4 W, 10 % della resistenza R_{26} dello schema di fig. 7 a pag. 300, loco citato, valore omesso nel disegno.

3) È bene conservare i tipi di transistori indicati negli schemi della S.G.S., perchè le sostituzioni non sono mai del tutto soddisfacenti. Usando detti tipi, non occorrono appaiamenti critici.

4) Per il preamplificatore le resistenze sono tutte da 1/4 W $\pm$ 10 %, salvo R_{11}, R_{12}, R_{13}, R_{14}, R_{15} che sono al $\pm$ 5 % di tolleranza. Per l'amplificatore R_6, R_{11}, R_{13} e R_{14} sono da 1 W, 5 %; R_{23}, R_{24} e R_{25} sono da 2 W, 5 %; tutte le altre resistenze sono da 1/2 W, 5 %.

N.B. : R_7, R_8, R_{10}, R_{13}, R_{14}, R_{21}, R_{22} e R_{25} possono essere al $\pm$ 10 %.

5) Se il registratore fornisce il segnale di 1 V, può essere applicato all'entrata « Radio ». L'uscita per registrare deve essere presa o all'uscita RV_5 del preamplificatore o alla base di Q_3, secondo l'amplificazione del registratore. *(a.f.)*

0974 - Sig. Abram V. - Sarnonico (TN)

D. Mi rivolgo a Voi per chiederVi la spiegazione con lo svolgimento completo delle formule e come si arriva al risultato:

$Q = 0{,}31\,B + 0{,}21\,R - 0{,}52\,V$
$I = 0{,}32\,B + 0{,}6\,R - 0{,}28\,V$

che si trova a pag. 119 del 2° volume del corso TV a colori.

P.S. Ho trovato qualche controsenso e qualche contraddizione fra schemi e spiegazioni, e fra una spiegazione e un'altra prego se vi sono delle errata corrige di volermele fare avere.

R. Gli svolgimenti analitici di pag. 119, Vol. II sono già abbastanza circostanziati, comunque cerchiamo di meglio chiarire le due formule per i segnali I e Q.

Il sistema di assi I e Q si ottiene ruotando in senso antiorario (contrario al giro delle lancette dell'orologio) di 33° il sistema di assi $(R\text{-}Y)$ e $(B\text{-}Y)$. In conseguenza, valgono le seguenti interdipendenze fra i segnali ridotti differenze di colori 0,88 $(R\text{-}Y)$ e 0,49 $(B\text{-}Y)$ da una parte, e i segnali I e Q dall'altra parte:

$I = 0{,}88\,(R\text{-}Y)\cos 33^\circ - 0{,}49\,(B\text{-}Y)\,\text{sen}\,33^\circ$
$Q = 0{,}88\,(R\text{-}Y)\,\text{sen}\,33^\circ + 0{,}49\,(B\text{-}Y)\cos 33^\circ$

poichè $\cos 33^\circ = 0{,}8387$ e $\text{sen}\,33^\circ = 0{,}5446$, si ricava:

$I = 0{,}74\,(R\text{-}Y) - 0{,}27\,(B\text{-}Y)$
$Q = 0{,}48\,(R\text{-}Y) + 0{,}41\,(B\text{-}Y)$

Ricordando le espressioni riportate a pag. 80 del vol. I, di $(R\text{-}Y)$ e $(B\text{-}Y)$ in funzione dei segnali originali R, V, B, che qui riportiamo:

$(R\text{-}Y) = 0{,}70\,R - 0{,}59\,V - 0{,}11\,B$;
$(B\text{-}Y) = -0{,}30\,R - 0{,}59\,V + 0{,}89\,B$

e sostituendo questi valori nelle due ultime espressioni di I e Q rispettivamente, si ha:

$I = 0{,}74\,(0{,}7\,R - 0{,}59\,V - 0{,}11\,B) -$
$- 0{,}27\,(-0{,}3\,R - 0{,}59\,V + 0{,}89\,B)$,
$I = 0{,}518\,R - 0{,}4366\,V - 0{,}0814\,B +$
$+ 0{,}081\,R + 0{,}1593\,V - 0{,}2403\,B$,
$I = 0{,}599\,R - 0{,}2773\,V - 0{,}3217\,B$,
$Q = 0{,}48\,(0{,}7\,R - 0{,}59\,V - 0{,}11\,B) +$
$+ 0{,}41\,(-0{,}3\,R - 0{,}59\,V + 0{,}89\,B)$,
$Q = 0{,}336\,R - 0{,}2832\,V - 0{,}0528\,B -$
$- 0{,}123\,R - 0{,}2419\,V + 0{,}3649\,B$,
$Q = 0{,}213\,R - 0{,}5251\,V + 0{,}3121\,B$.

Ritenendo sufficienti le approssimazioni a meno di 1/100 per eccesso, o per difetto, le relazioni finali fra I, Q e R, V, B sono le seguenti:

$I = 0{,}6\,R - 0{,}28\,V - 0{,}32\,B$
$Q = 0{,}21\,R - 0{,}52\,V + 0{,}31\,B$

coincidenti con quelli del testo a pag. 119, volume II.

Segnaliamo le seguenti errata corrige.

Volume I:

pag. 36, fig. 19 a destra: unire i punti 1,0 e 1,0 della faccia base orizzontale del cubo, con linea a tratti;
pag. 41, specchietto I: $r =$ ......
$v =$ ......
$b =$ ......
pag. 42, riga 5a: $C = iX + jY + hZ$;
pag. 42, riga 7a: $ki + kj + kh = 1$;
pag. 55: $Y_3/Y_{123} = \ldots =$ (circa) 11 %;
pag. 67, riga 7a: $X = +0{,}310$ (anz. —310);
pag. 70, riga 3a: in figura 44 (anzichè 42).

Volume II:

pag. 103, fig. 63*b*: il vettore verticale risultante deve essere segnato $\overline{OA}$; il vettore orizzontale risultante deve essere segnato $\overline{OB}$;
fig. 63*c*: i vettori $\overline{OA}$ e $\overline{OB}$ devono avere le lunghezze che hanno in *b*), quindi: $\overline{OA}_1$, $\overline{OB}_1$, $\overline{OR}_1$, $\overline{OR}_2$ e $\overline{OR}_3$ devono essere più lunghi;
pag. 121, fig. 76: $G = V$ (verde);
pag. 128, 129, 130 e 131: riferimento alla fig. 83 di pag. 129, sostituire nel testo a « griglia suppressore » la dizione « griglia controllo »;
pag. 143, fig. 94, nelle leggende scambiare tra loro gli aggettivi « verticale » e « orizzontale ».

Le saremo grati se vorrà segnalarci altre eventuali inesattezze da Lei rilevate.

N.B. Alcune delle modifiche sopra elencate sono già state corrette nel corso della II ediz. *(a.f.)*

0975 - Sig. Morgantini S. - Roma

D. Sono in possesso di un amplificatore Heatkit modello A9-C del 1958, a suo tempo acquistato in scatola di montaggio. Purtroppo il detto amplificatore A9-C dopo aver funzionato alcune ore è improvvisamente ammutolito. Una ricognizione accurata mi ha permesso di assodare che la resistenza di carico della raddrizzatrice si era bruciata e che il condensatorino elettrolitico posto all'ingresso dell'amplificatore destinato ai p.u. magnetici era in corto, mentre i condensatori di livellamento erano in perfetta efficienza. Sostituiti i

due pezzi di cui sopra l'amplificatore ha ripreso a funzionare. Effettuato un controllo, a titolo di autotranquillizzazione, delle tensioni anodiche ho trovato i seguenti valori, che non mi convincono affatto:
a) 1° valvola 12AX7: 1° triodo 50 V, 2° triodo 80 V;
b) 2° valvola 12AU7: 1° triodo 40 V, 2° triodo 35 V;
c) 3° valvola 12AU7: 1° triodo 50 V, 2° triodo 150 V (invertitore di fase);
d) 4° e 5° valvola 6L6G (push-pull): 360 V sulla placca della prima, 360 V sulla placca della prima.
Tali tensioni le ho misurate tra le placche dei vari tubi e la massa metallica; quindi se le avessi misurate rispetto al catodo, come avrei dovuto, avrei trovato valori ovviamente minori. È chiaro che i valori sub *a*), *b*) e *c*) non possono essere quelli normali, almeno a quanto so io, cosa confermatami anche dal fatto che sfilando i tubi, le tensioni aumentano fino a valori accettabili (100-150 V).
A riprova dei tubi, li ho fatte funzionare anche sul mio Hi-Fi « serio » con ottimi risultati. Anche gli altri componenti dell'amplificatore, a quanto posso rilevare con la modesta attrezzatura della quale dispongo, non presentano cortocircuiti.
A questo punto, Vi chiedo due cose:
— potete darmi qualche indicazione che mi consenta di far funzionare bene e normalmente l'amplificatore?
— potete mandarmi lo schema dello stesso?
Integro le informazioni che vi ho dato dicendovi che la resistenza di carico della raddrizzatrice (valvola 5V4G) l'ho sostituita « a naso », perchè l'unica indicazione che si leggeva sopra quella bruciata era 10 W, con una da 10 W 15 Ω. Con una resistenza da 10 W 330 Ω la resistenza stessa e le altre del circuito di alimentazione anodica si scaldavano in maniera eccessiva. Adesso, invece, quella da 10 W 15 Ω scalda normalmente, mentre mi pare scaldi troppo la resistenza di catodo 7 W 200 Ω del push-pull di 6L6G. È possibile, mi chiedo e vi chiedo, che i due condensatori elettrolitici di filtro, pure buoni all'esame del tester e con tutti i collegamenti staccati, siano in effetti in cortocircuito o vadano in corto scaldandosi?
R. Le inviamo lo schema dell'amplificatore A9-C Heathkit.
La resistenza in serie al carico del tubo 5V4G deve essere 360 Ω 7÷10 W. La tensione anodica del push-pull 360 V è normale per una uscita di 30 W circa con 2×6L6; lo stadio finale pare dunque abbastanza a posto.
Sembra che ci sia un assorbimento eccessivo negli stadi precedenti il finale; ciò che spiegherebbe le tensioni un po' troppo basse nel preamplificatore e l'eccessivo riscaldamento di alcuni componenti.
Le consigliamo perciò di controllare tutte le resistenze di carico e di alimentazione. Quanto ai condensatori, è noto che la semplice prova con l'ohmmetro può solo escludere il caso di cortocircuito, ma nulla dice sul reale comportamento del condensatore in condizioni reali di lavoro sotto tensione. Anche i condensatori di accoppiamento interstadio possono costituire un collegamento galvanico e portare l'alta tensione continua sulla griglia dello stadio successivo.
È sicuro che prima della sostituzione dei due componenti danneggiati, le tensioni fossero diverse da quelle attuali? *(a.f.)*

0976 - Sig. Bertazzo O. - Genova

D. Essendo interessato alla costruzione della miniantenna descritta nel N. 10/1968 della Vs. Rivista, Vi prego di fornirmi precisazioni circa le dimensioni degli elementi a croce confermando o meno l'esattezza della polarità di alimentazione del complesso indicata sullo schema.
R. Le dimensioni degli elementi in croce della miniantenna non sono critiche, potendo variare da $\lambda/35$ a $\lambda/50$. Così il caso citato in fig. 6, pag. 427 ha gli elementi lunghi 9 cm corrispondenti a $\lambda = 9 \times 35 = 315$ cm relativa alla frequenza di circa 95 MHz centrale della banda II (MF 88÷102 MHz). Se la questione dell'ingombro non è di primaria importanza, Le consigliamo di attenersi al rapporto $\lambda/35$, perchè con esso si ottiene il miglior rendimento. Detta l la lunghezza verticale ora definita degli elementi a croce, la lunghezza del tratto rettilineo piegato a 90° orizzontale deve essere 0,16÷0,18 l. Circa la tensione di alimentazione conviene attenersi a quanto detto nell'articolo, cioè 22 V con le polarità indicate per i 2N1302 e 18 V con le stesse polarità per i BC149. Si faccia attenzione che la piastra circolare superiore è isolata elettricamente da quella inferiore di contrappeso e che le correnti RF circolano per capacità fra le due piastre e attraverso la resistenza interna dei transistori. *(a.f.)*

0977 - Sig. Messora G. C. - Genova

D. In riferimento all'articolo « Alta Fedeltà » presentato su *l'antenna*, luglio 1968, pag. 297 desidero renderle noto alcune discordanze notate nella stesura dello schema elettrico.
Fig. 1 - Preamplificatore.
Tratto di connessione tra il nodo R_8, R_9, C_2 ed R_{11}. Questa connessione cortocircuiterebbe R_9.
Fig. 7 - Amplificatore potenza.
Manca il valore di R_{26}.
R. Amplificatore Cosmos III (*l'antenna* luglio 1968, pag. 297,fig. 1).
Si tratta di un errore di disegno, che ci è già stato segnalato da altri lettori ai quali abbiamo già inviato risposta, come Ella potrà constatare nella rubrica « a colloquio coi lettori » degli scorsi numeri della nostra rivista.
1°) Eliminare il trattino di collegamento fra il punto comune a R_{11}, R_{12}, R_{13}, C_4, R_{14} e il nodo R_8, R_9, C_2.
2°) Pag. 300, fig. 7, loco citato - $R_{26} = 47$ kΩ ± 10 %, 1/4 W.
Ci scusiamo per l'errore sfuggito al disegnatore e al correttore e La ringraziamo per la segnalazione. *(a.f.)*

0978 - Sig. Flamini A. - Roma

D. Vi pregherei di farmi conoscere se esiste in commercio, ed in tal caso dove reperirla, una pubblicazione, anche in lingua inglese o francese, che tratti della progettazione e della costruzione dei televisori in genere.
R. Il ricevitore TV è trattato in tutte le pubblicazioni che riguardano la TV, ma la sua costruzione non si trova descritta, se non per particolari componenti nella letteratura tecnica.
Possiamo indicarLe:
1) *Corso di TV in bianco e nero*, A. Nicolich, 12 volumi (dei quali 6 già editi) aggiornato con schemi dei circuiti a transistori. Particolarmente dedicato allo studio del ricevitore. Ed. Il Rostro - Milano.
2) Marco Frank, *Ricevitori per televisione*, CNR - Roma, 1960.
3) *Téléviseur à transistors*, R. Besson, Edition radio - 9, rue Jacob, Paris 6e.
4) Biblioteca Philips. In particolare consigliamo l'abbonamento a « Application information » e a « Electronic Applications » - 20100 Milano - Philips Elettronica, Piazza IV Novembre, 3. *(a.f.)*

CONDOR serie P 3 -P 32 (I serie)

archivio schemi